



ESTUDI DE TECNOLOGIES A TRAVÉS DE RESSONADORS ACOBLATS PER A LA SÍNTESI DE FILTRES.

Memòria del Treball Final de Carrera
d'Enginyeria Superior de
Telecomunicacions

realitzat per

Albert Crespo Yepes

i dirigit per

Joan Garcia Garcia

Bellaterra, 8 de Setembre de 2008



El sotasignat, **Joan Garcia Garcia** professor/a de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció per en

Albert Crespo Yepes

I per tal que consti firma la present.

Bellaterra, 8 de Setembre de 2008

ÍNDEX

1.- Introducció, motivacions i objectius.	1
2.- Tecnologia Microstrip: línies de transmissió.	3
2.1.- Estructura Microstrip.	3
2.2.- Teoria de Línies de Transmissió.	4
2.3.- Ressonadors $\lambda/2$.	7
2.4.- Factor de Qualitat.	8
3.- Tecnologia LTCC (<i>Low Temperature Cofired Ceramic</i>).	11
3.1.- Materials en els que es suporta la tecnologia LTCC.	13
3.1.1.- Dielèctric.	13
3.1.2.- Conductor.	16
3.2.- Procés de fabricació.	18
3.2.1.- Substrat ceràmic dielèctric.	18
3.2.2.- Deposició del conductor.	18
3.2.3.- Sinterització.	19
3.3.- Regles de disseny.	21
3.4.- Avantatges del procés de fabricació.	23
3.5.- Aplicació en el disseny de circuits de microones.	24
3.6.- Altres aplicacions.	24
4.- Ressonadors en anell obert.	25
4.1.- Presentació d'anells ressonants.	25
4.2.- Split Ring Ressonators (SRR).	26
4.3.- Tipus d'acoblements.	30
4.3.1.- Acoblament elèctric.	30
4.3.2.- Acoblament magnètic.	31
4.3.3.- Acoblament mixt.	33
5.- Estudi de Ressonadors amb diferents tecnologies.	36
5.1.- Simulació i resultats dels ressonadors.	37
5.1.1.- ORR (<i>Open-loop Ring Ressonator</i>).	39

5.1.2.- SRR (<i>Split Ring Ressonator</i>).	41
5.1.3.- NB-SRR (<i>Non Bianisotropic - SRR</i>).	43
5.1.4.- SR (<i>Spiral Ressonator</i>).	46
5.2.- Taula de resultats i conclusions.	49
5.3.- Anàlisi de la partícula escollida: NB-SRR.	50
5.4.- Partícula Non Bianisotròpic.	53
6.- Estudi dels acoblaments per a la síntesi de filtres passa banda.	55
6.1.- Acoblaments entre NB-SRR.	56
6.1.1.- Acoblament 1.	56
6.1.2.- Acoblament 2.	57
6.1.3.- Acoblaments 3.	58
6.2.- Presentació de l'estructura periòdica dissenyada.	60
7.- Adaptació de la impedància d'entrada Z_{IN} : <i>Tapered Lines</i> .	62
8.- Filtre passa banda dissenyat.	66
8.1.- Filtre passa banda d'ordre $n=4$.	67
8.1.1.- Resposta del filtre passa banda $n=4$ amb tecnologia LTCC.	67
8.1.2.- Resposta del filtre passa banda $n=4$ amb tecnologia Rogers3010.	67
8.2.- Filtre passa banda d'ordre $n=8$.	68
8.2.1.- Resposta del filtre passa banda $n=8$ amb tecnologia LTCC.	69
8.2.2.- Resposta del filtre passa banda $n=8$ amb tecnologia Rogers3010.	69
8.3.- Banda espúria del filtre.	70
8.4.- Anàlisi dels corrents en l'estructura del filtre $n=4$.	71
8.5.- Característiques del filtre equivalent.	73
8.6.- Dimensions de l'estructura dissenyada.	74
9.- Conclusions i línies futures.	75
10.- Referències.	79

1.- Introducció, motivacions i objectius.

Aquest treball és un estudi de viabilitat sobre una tecnologia, actualment molt desenvolupada i de baix cost, per a la implementació de circuits de microones anomenada LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic), i que permet, entre altres coses, la implementació i miniaturització dels dissenys de circuits de RF i microones gràcies als processos de fabricació i als materials que empra.

S'ha comparat aquesta tecnologia, que està a l'abast de la UAB ja que s'utilitza en el departament de química, amb la tecnologia utilitzada en el departament d'electrònica de la UAB, i que es basa en un substrat anomenat Rogers3010. Les característiques electromagnètiques d'uns i altres materials, i les limitacions tecnològiques i de fabricació d'ambdues tecnologies han sigut la base d'aquest estudi.

Per la realització d'aquest treball s'ha partit de partícules ressonants ja definides i estudiades (ORR – *Only Ring Ressonator*, SRR – *Split Ring Ressonator*, NB-SRR – *Non Bianisotropic Split Ring Ressonator* i SR – *Spiral Ressonator*), i a partir de comparar el factor de Qualitat obtingut sobre una i altra tecnologia, s'ha determinat si aquestes partícules sobre la tecnologia LTCC són útils per la síntesi de filtres.

Per tal d'elaborar un treball comparatiu, capaç d'establir les diferències entre les prestacions i escalabilitat en freqüència d'una i altra tecnologia, gran part del temps invertit en aquest projecte ha estat en realitzar i comparar simulacions de diferents partícules o anells ressonants a diferents freqüències i amb els dos tipus de substrats, el Rogers3010 i el DuPont951 que especifica la tecnologia LTCC, i al mateix temps estudiar les diferents configuracions i factors que influeixen en el factor de Qualitat d'un ressonador, i per tan, en la resposta del filtre a implementar.

Com el seu nom indica, la tecnologia LTCC es basa en un material ceràmic emprat com a substrat, que després d'aplicar-li unes corbes de calor canvia la

seva estructura i passa de ser un material flexible a tornar-se rígid. Això permet que un cop aplicada la capa de metall per ambdós costats del substrat, que es pugui adherir una nova capa de substrat damunt, també amb les seves pistes de metall, com una estructura del tipus 'sandwich', obtenint una estructura resistent amb el disseny realitzat i sense utilitzar cap tipus de mecanització en el procés. Tan mateix, en aquest treball s'han utilitzat estructures microstrip d'una sola capa i amb pla de massa en la capa inferior del dielèctric.

Finalment, s'ha realitzat la síntesi d'un filtre passa banda, que ha permès observar els avantatges i inconvenients d'utilitzar aquesta tecnologia a partir d'un disseny únic en ambdues tecnologies, i sota quin grau de compromís és viable emprar la tecnologia LTCC en el disseny de circuits de microones en relació a altres tecnologies existents i esteses en aquest àmbit. Per a la síntesi del filtre s'ha utilitzat el ressonador amb un major factor de qualitat a una freqüència de treball de 10GHz, amb una configuració periòdica de tipus EBG, que a permès acomplir especificacions com RFBW=21% i una alta selectivitat, amb una configuració de 4 ressonadors, i després amb una de 8 ressonadors.

Cal destacar que a priori només es podia especular sobre els avantatges que podia aportar la tecnologia LTCC, sobretot en quan a regles de disseny i procés de fabricació, que com s'explica en el punt 3 permeten una major resolució en el dimensionat i els gruixos de les pistes del disseny, així com la possibilitat de realitzar dissenys multicapa de forma poc costosa. Però com en tot, existeix un compromís entre aquestes regles de disseny i les característiques electromagnètiques dels materials, i que en el cas de la tecnologia LTCC han resultat tenir un comportament millor del esperat al voltant dels 10GHz.

Tot el treball de simulacions i anàlisi s'ha realitzat amb el software ADS, programa de disseny conegut i utilitzat en la titulació de Telecomunicacions, que permet una gran flexibilitat en la realització i modificació de dissenys, així com un gran potencial d'anàlisi i càlcul, que ha permès fer infinitat de proves, canvis i ajustos en el dimensionat de les partícules ressonants i de l'estructura final del filtre.

2.- Tecnologia Microstrip: línies de transmissió.

La tecnologia microstrip és una tecnologia molt estesa en el món de la radio freqüència i les microones. El seu ús permet el disseny de diverses funcionalitats dins l'àmbit d'alta freqüència, des de filtres fins a divisors de potència.

En el següent capítol s'expliquen de forma breu les característiques bàsiques d'aquesta tecnologia i els conceptes utilitzats per el disseny de filtres i l'anàlisi de paràmetres d'interès per a la realització d'aquest treball.

2.1.- Estructura Microstrip.

L'estructura general Microstrip consta de 3 elements o capes: una línia de conductor (microstrip line) amb una certa amplada W i gruix t ; un substrat amb una constant dielèctrica ϵ_r , una tangent de pèrdues $\tan\delta$, i un gruix h ; i una capa de conductor sota la capa de substrat, que realitza la funció de pla de referència o massa. La figura 2.1 mostra aquesta estructura simple d'una línia de transmissió microstrip [1].

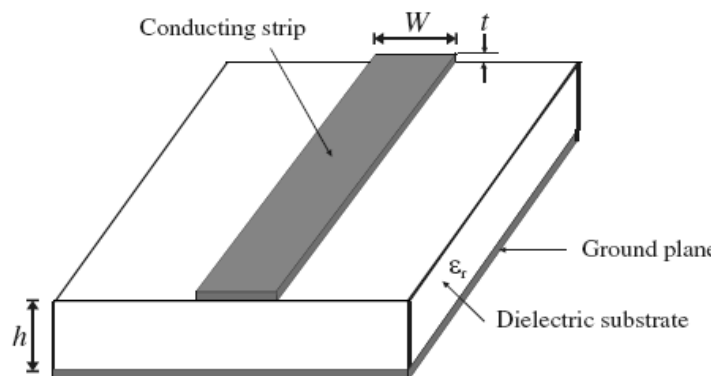


Figura 2.1: Estructura general microstrip.

Una línia microstrip és, essencialment, una guia d'ona destinada a la propagació orientada, i amb la finalitat de projectar una radiació electromagnètica en la direcció longitudinal de la línia.

Degut a aquest tipus d'estructura, amb el medi aire a dalt i el substrat dielèctric a baix, l'estructura microstrip no és homogènia, i per tan no és capaç de suportar ones TEM pures. Les ones TEM pures només tenen components transversals, i on la velocitat de propagació només depèn de les propietats del material: ϵ_r i μ_r . Com la guia d'ona està confinada en dos medis diferents, les components longitudinals dels camps elèctric i magnètic no són evanescents, i per tan la velocitat de propagació també dependrà de les dimensions de la línia de transmissió microstrip.

Aproximació quasi-TEM.

Quan les components longitudinals dels camps del mode dominant d'una línia microstrip són menyspreables en comparació a les components transversals d'aquest, podem prendre el mode dominant com a mode TEM, i aplicar la teoria de línies de transmissió TEM correctament. A aquesta aproximació se l'anomena quasi-TEM, i és vàlida en casi totes les freqüències dins el rang d'operació de les microones.

2.2.- Teoria de Línies de Transmissió.

Les equacions de Heaviside (equacions del telegrafista) proposen un model de línia de transmissió equivalent a dos fils, els quals es poden dividir en seccions o increments prou petits com per ser modelats mitjançant elements circuitals discrets tal i com mostra la següent figura.

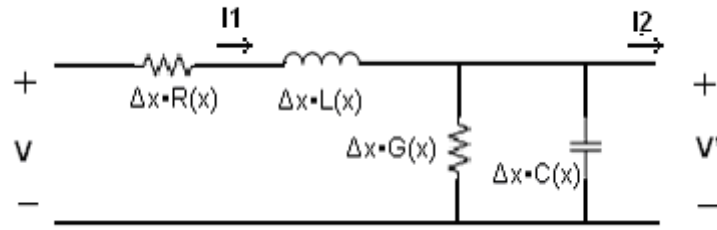


Figura 2.2: Circuit equivalent amb elements discrets
d'un tram de línia de transmissió convencional.

On els elements discrets depenen de la distància.

R (Ωkm^{-1}), Resistència.

L (Hkm^{-1}), Inductància.

G ($\Omega^{-1}\text{km}^{-1}$), Conductància.

C (Fkm^{-1}), Capacitat.

El desenvolupament d'aquest model a través de les lleis de Kirchhoff està àmpliament explicat en el Pozar [2]. En aquest treball partirem dels resultats finals d'aquest desenvolupament per enllaçar directament amb el present estudi.

Aplicant les lleis de Kirchhoff al model elèctric anterior:

$$\begin{aligned} v(z,t) - R\Delta z \cdot i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) &= 0 \\ i(z,t) - G\Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.2.1)$$

Si es deriven les anteriors equacions respecte z , es pren com $\Delta z \rightarrow 0$ obtenim:

$$\begin{aligned}\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} &= -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} &= -Gi(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}\end{aligned}\quad (2.2.2)$$

Considerant variacions de tipus sinusoïdals, derivant i agrupant en termes resulten les següents equacions de propagació:

$$\begin{aligned}\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) &= 0 \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) &= 0\end{aligned}\quad (2.2.3)$$

On γ és la constant de propagació complexa, i que es pot definir com:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.2.4)$$

Si considerem la línia de transmissió passiva i sense pèrdues ($R = G = 0$), llavors, podem definir la impedància característica de la línia de transmissió com:

$$Z_0 = \frac{j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} \quad (2.2.5)$$

I dona lloc a la següent expressió de la impedància característica d'una línia de transmissió sense pèrdues:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2.6)$$

On la constant de propagació és:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.2.7)$$

Per tan, la longitud d'ona, la velocitat de fase i la velocitat de grup quedaran expressades de la següent manera:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.2.8)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2.9)$$

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2.10)$$

On es pot observar de les equacions 2.2.8 i 2.2.9 que la velocitat de fase i la velocitat de grup són positives degut als valors sempre positius de la inductància L i la capacitat C.

Un comportament com aquest, on la velocitat de fase i la velocitat de grup són positives, significa que la energia i la ona es propaguen en la mateix direcció i mateix sentit. Si observem el desenvolupament de les equacions de Maxwell [ii], aquest comportament succeeix quan els vectors de camp elèctric i magnètic (\vec{E} i \vec{H}) i el vector de propagació d'ona (\vec{k}) conformen un triplet vectorial dretà.

2.3.- Ressonadors $\lambda/2$.

Com expliquen les equacions que descriuen el comportament electromagnètic d'una línia de transmissió microstrip vistes en l'apartat anterior, la impedància característica d'aquesta varia amb la freqüència i és periòdica cada $\lambda/2$. Si tenim una línia de transmissió de 50Ω , aquesta només estarà adaptada a 50Ω

a la freqüència que es correspongui a $\lambda/2$ i múltiples de $\lambda/2$. Aquesta adaptació genera una ressonància, també periòdica cada $\lambda/2$, i a la mateixa freqüència.

Aprofitant aquest efecte, estructures de longitud $\lambda/2$ s'utilitzen per la implementació de filtres de freqüència, combinant-les i disposant-les amb geometries diferents. Aquestes estructures s'anomenen ressonadors. De ressonadors n'hi ha de moltes formes i disposicions diferents, i segons el tipus de filtre i especificacions ens aniran millor uns o altres. La combinació de ressonadors $\lambda/2$ més elemental per a la implementació de filtres són les línies acoblades, línies de longitud $\lambda/2$ posades en paral·lel i desplaçades respecte l'eix transversal per aconseguir l'acoblament desitjat.

La importància de miniaturitzar aquests dispositius passius ha donat lloc a complexes estructures recargolades que redueixen la longitud del disseny, tot i que la longitud efectiva del ressonador segueixi sent $\lambda/2$, per tal d'aconseguir ressonadors sub- λ . Els ressonadors emprats en l'estudi d'aquest projecte estan presentats en el punt 4, i estudiats en el punt 5.

La freqüència de la primera ressonància d'una partícula ressonant modelada com un tanc format per una bobina L i un condensador C, com és el nostre cas de ressonador, ve donada per la següent expressió:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3.1)$$

2.4.- Factor de Qualitat.

En la implementació de filtres mitjançant ressonadors és molt important assegurar-se de que els ressonadors acompliran amb les especificacions requerides al combinar-los. Una manera d'observar a priori si el ressonador és prou bo és a través del factor de qualitat. Aquest permet determinar aspectes

del comportament del ressonador per a la síntesi de filtres, i és el criteri que s'ha utilitzat per escollir el ressonador.

El factor de qualitat és una figura de mèrit que descriu com de pronunciada és la ressonància en un marge de freqüències al voltant de la freqüència de ressonància, i per tan, indica com de bo és el ressonador per a la implementació de filtres. S'ha de tenir en compte que els ressonadors són línies de transmissió de $\lambda/2$ doblegades i cargolades en diverses formes, i que per tan intervenen altres efectes físics en la ressonància, com curvatures o acoblaments entre trams de línia pròxims.

Físicament, el factor de qualitat d'una estructura ressonant passiva és pot descriure com el quocient entre l'energia promig emmagatzemada en el ressonador i la energia mitja radiada per aquest a la freqüència de treball.

$$Q_0 = \omega_0 \cdot \frac{\text{promig d'energia emmagatzemada al ressonador}}{\text{promig de potència dissipada al ressonador}} \quad (2.4.1)$$

Cal destacar que el fet de carregar un ressonador amb un port d'entrada i un de sortida afecta al factor de qualitat. Tot seguit definirem els dos, però per aquest estudi interessa observar el factor de qualitat descarregat, ja que és aquest el que descriu únicament el comportament del ressonador sense tenir en compte els ports d'accés.

En termes d'enginyeria és pot veure el factor de qualitat carregat Q_L com el quocient entre la freqüència de ressonància i l'ample de banda a -3dB.

$$Q_L = \frac{f_0}{FBW_{-3dB}} \quad (2.4.2)$$

El factor de qualitat descarregat és correspon al factor de qualitat de la estructura, sense tenir en còpte l'efecte dels ports sobre aquesta, i es pot trobar

a partir del factor de qualitat carregat i el paràmetre de transmissió S_{12} de la següent manera.

$$Q_{UL} = \frac{Q_L}{|1 - S_{21}|} \quad (2.4.3)$$

També poden definir el factor de qualitat descarregat d'una estructura *single port* de la següent manera.

$$Q_L = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm\pi}} = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \quad (2.4.4)$$

Aquest factor de qualitat descarregat té diverses contribucions o mecanismes degut a diversos factors. El factor de qualitat descarregat és la suma de totes aquestes contribucions.

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (2.4.5)$$

On Q_c , Q_d i Q_r són els factors de qualitat del conductor, del dielèctric i de la radiació respectivament.

3.- Tecnologia LTCC (Low temperatura Cofired Ceramic).

La tecnologia LTCC és una tecnologia que permet el disseny multicapa (multy-layer) mitjançant un procés de fabricació de baix cost, i que pot ser utilitzat, entre altres aplicacions, per al disseny de circuits de RF i microones gràcies al material ceràmic amb el que s'implementa, ja que presenta unes característiques electromagnètiques i un procés de fabricació amb especificacions adequades per aquestes aplicacions [7].

Aquesta tecnologia porta uns anys sent utilitzada en diverses aplicacions en el món de la instrumentació electrònica, però són les característiques físiques del material ceràmic sobre la que es suporta, i les limitacions tecnològiques en el procés de fabricació de les tecnologies existents el que fa que tingui un gran potencial en aplicacions de microones respecte als substrats convencionals.

Un dels principals avantatges que aquesta tecnologia permet, en comparació a altres tecnologies dedicades al disseny de circuits passius de RF i microones, són separacions entre pistes i gruixos de substrat i metall molt més petits, gràcies al procés de fabricació amb el que es construeixen, que permet unes regles de disseny amb més resolució.

La tecnologia LTCC (Low temperatura Cofired Ceramic) permet implementar dissenys multicapa amb un procés de fabricació de baix cost, i que gràcies al material ceràmic emprat com a substrat permet utilitzar l'or o la plata com a conductors. I que a través de tècniques d'impressió, permet fer un ús més eficient i una resolució més gran en la deposició del conductor, aptes per la implementació de circuits passius a freqüències altes de la banda de microones.

Aquesta tecnologia presenta avantatges molt interessant a tenir en compte. Tan la capacitat de implementar un disseny multicapa amb facilitat, com el fàcil

procés de fabricació, que no requereix de sales blanques o personal altament qualificat, fa que sigui una alternativa viable per el disseny de sistemes de microones i prototips.

Molts grups i companyies investigadores treballen en la modificació dels components dels materials ceràmics amb la finalitat d'adaptar les característiques físico-químiques, i aconseguir comportaments electromagnètics del material dielèctric afins a les necessitats tecnològiques actuals. Per això existeixen una gran diversitat de tecnologies LTCC presents en el mercat. Com a mostra d'això, la taula següent mostra alguns dels fabricants habituals de substrats ceràmics, cada un dels quals fabrica els seus materials ceràmics amb variants en les característiques segons les aplicacions [3].

Proveïdor	Referència
DuPont	www.dupont.com
Ferro	www.ferro.com
Heraeus	www.heraeus.com
CeramTek	www.ceramtec.com
ESL Electro-Science	www.electroscience.com
Kyocera	www.kyocera.de
Nikko	www.nikkos.co.jp
Northrop Grumman	www.es.northropgrumman.com

Taula 3.1: Llistat de fabricants de dielèctrics ceràmics amb aplicacions electròniques.

Per tal d'entendre més aquesta tecnologia, a continuació s'expliquen tan els materials sobre els que es suporta, com el procés de fabricació i les característiques electromagnètiques d'aquests materials, així com les limitacions tecnològiques i les regles de disseny que governen aquesta tecnologia i a les que està sotmesa.

3.1.- Materials en els que es suporta la tecnologia LTCC.

Existeixen diversos materials ceràmics relacionats amb la tecnologia LTCC, i que en funció de l'aplicació poden resultar millors o pitjors. Moltes companyies ofereixen avui dia un seguit de materials ceràmics amb característiques físiques i electromagnètiques diverses per una o altre funcionalitat.

Un dels més coneguts i el que empra el departament de Química de la UAB per a la instrumentació electrònica en els seus processos és el DuPont951 [4]. Aquest material ceràmic utilitzat com a substrat presenta grans avantatges de fabricació respecte a altres substrats com el Rogers3010 [5], utilitzat en el departament d'Electrònica de la UAB. Si bé és veritat que el procés de fabricació del DuPont permet una major resolució i precisió en les regles de disseny, també és veritat que les característiques físiques dels materials presenten certs inconvenients a superar, i que acabaran creant un compromís a la hora d'implementar aplicacions de microones.

3.1.1.- Dielèctric.

Com s'ha explicat, existeixen una gran quantitat de materials ceràmics que es poden utilitzar com a substrat. El DuPont951, així com el DuPont943, són substrats ceràmics d'una gran família de materials ceràmics emprats com a substrat i com a element de suport en plaques d'instrumentació electrònica, sobretot en processos químics i circuiteria d'alta freqüència. La alta resistència a la degradació ambiental i a substàncies que presenten els materials ceràmics, així com les característiques elèctriques, fan que aquests materials s'utilitzin cada vegada més en sistemes de sensors en ambients hostils com líquids i demés. Però és el seu gran potencial en aplicacions de microones el que l'ha fet eix central d'aquest projecte.

El nom que reben aquests materials en terminologia anglesa és Green Tape, o ceràmica verda, ja que es manipulen en estat verd, és a dir, quan encara el

material es tou i mecanitzable. Un cop sinteritzat, el material ceràmic es torna dur, i només es mecanitzable amb eines de diamant o Laser. A pesar del seu adjectiu 'verd', les ceràmiques són de color blau, que es torna més intens després del sinteritzat. El procés de sinteritzat consisteix en el canvi de l'estructura molecular del material ceràmic al sotmetre'l a unes corbes de calor dins un forn, anomenat forn de sinteritzat. El procés de sinteritzat en els materials LTCC arriba fins a temperatures de 850°C, cota que es troba per sota del punt de fusió de metalls com la plata o l'or, i que s'utilitzen com a conductors en aquesta tecnologia, i que degut a aquest fet són utilitzables. La següent gràfica mostra les corbes de calor del procés de sinteritzat del dielèctric ceràmic DuPont951.

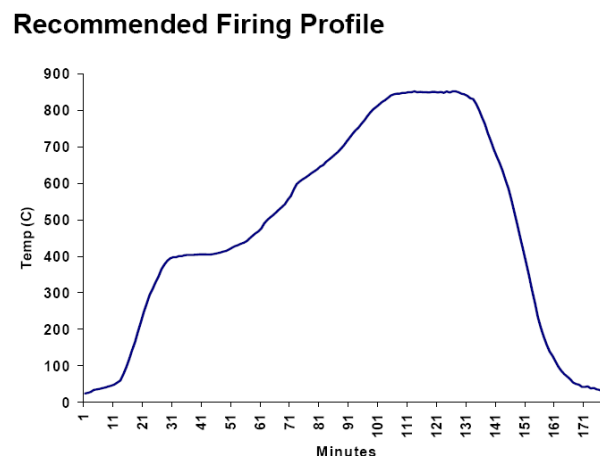


Figura 3.1: Corbes de calor en el procés de sinteritzat del substrat ceràmic DuPont951.

Com la temperatura no supera el punt de fusió de la plata (conductor especificat pel DuPont951), això permet la deposició i mecanització del metall abans del procés de sinteritzat, sense que aquest malmeti el conductor.

Les característiques electromagnètiques d'aquest material ceràmic es poden resumir en dos, la constant dielèctrica ϵ_r i la tangent de pèrdues $\tan\delta$, que varien amb la freqüència, tot i que dins un rang molt ampli de l'ordre de desenes de GHz es poden prendre com a constants. Si observem aquests dos

paràmetres del substrat DuPont951 de la tecnologia LTCC i del substrat Rogers3010, podem concloure que tot i tenir una constant dielèctrica més petita, les pèrdues totals en el DuPont951 seran majors degut a la alta tangent de pèrdues, per a un mateix gruix de substrat. Però si s'observa la taula 3.1 es pot veure com el DuPont951 es pot construir amb tan sols un gruix de 50um, mentre que el Rogers3010 només es pot construir amb un gruix mínim de 127um. Si pensem en termes de pèrdues globals, quant més gruix tingui el dielèctric, més línies de camp el travessaran i més pèrdues tindrem en l'estructura. Llavors, tot i tenir una tangent de pèrdues més gran, si el gruix del dielèctric ceràmic DuPont951 és prou petit en relació al Rogers3010, podrem aconseguir una estructura amb poques pèrdues, i amb una resposta en freqüència similar o fins i tot millor que la del Rogers3010. Tot això està explicat en el punt 5 d'aquest treball, on es desenvolupa un estudi sobre la tecnologia microstrip i les seves limitacions tecnològiques amb aquestes dues tecnologies.

També podem observar com el DuPont943 té millors prestacions i un gruix mínim similar, però ha quedat fora de l'estudi d'aquest treball per no ser una tecnologia que disposi la UAB, i per tan, que no es pugui realitzar un prototipus com es pretén en aquest projecte. A continuació es presenten les principals característiques del DuPont951 en relació al Rogers3010 i al DuPont943 [ii][iii].

	DuPont951	DuPont943	Rogers3010
$\epsilon_r @ 10\text{GHz}$	7.8	7.4	10.2
$\text{Tan}\delta @ 10\text{GHz}$	0.006	0.002	0.0035
Thickness	50-254um	51-254um	127-1280um

Taula 3.2: Característiques dels substrats DuPont951, DuPont943 i Rogers3010.

Un dels principals inconvenients del DuPont951 és la alta tangent de pèrdues ($\text{tan}\delta$), que causa les pèrdues en el dielèctric en funció de la quantitat de volum que hi hagi d'aquest. Per tan, es pot pensar a priori que les pèrdues en el material ceràmic seran majors que en el Rogers3010.

A més, la constant dielèctrica és més petita i permet que els modes electromagnètics es desplacin a través del material dielèctric més ràpidament. Aquest efecte fa que la longitud efectiva en termes de λ d'una línia de transmissió sigui més gran, i que per tan la freqüència de ressonància és desplaçat a una freqüència més petita.

$$v = \frac{c}{\epsilon_r} = f \frac{\lambda}{\epsilon_r} \quad \text{on} \quad \frac{\lambda}{\epsilon_r} = \lambda_{\text{medi}} \quad (3.1.1)$$

Quan més gran sigui la constant dielèctrica d'un substrat, més gran serà aquella estructura ressonant en termes de λ_{guiada} , i més baixa serà la freqüència de ressonància.

3.1.2.- Conductor.

Com s'ha explicat en els punts anteriors, una de les característiques favorables de la tecnologia LTCC és la possibilitat d'utilitzar metalls com a element conductor sense que siguin malmesos en el procés de fabricació, que com ja s'ha explicat requereix d'un procés de calor per donar consistència rígida al substrat ceràmic. Metalls com l'or o la plata, que presenten unes característiques elèctriques més bones que altres metalls, es poden utilitzar ja que tenen el punt de fusió per sobre de la cota màxima de calor a la que s'arriba en el procés de fabricació [6]. Veure figura 3.1.

Una altra característica positiva de la tecnologia LTCC és la optimització del propi metall utilitzat en el procés de fabricació. La deposició del metall sobre el substrat es realitza mitjançant una tècnica d'impressió, que permet un espaiat entre pistes de fins a 50µm, amplitud de pista menors de 125µm, i un gruix de la capa de metall de menys 10µm. Degut a que la deposició del metall es realitza amb un procés d'impressió tan precís, només es diposita el metall necessari

per implementar les pistes del disseny. A diferència de les tècniques de fabricació dels substrats Rogers, en que el substrat està recobert d'una capa de metall per les dues cares i en la que s'extreu el metall sobrant de la capa superior, deixant solament les pistes del disseny, en el procés de fabricació de la tecnologia LTCC només es diposita el metall necessari. Això fa que sigui viable econòmicament utilitzar com a conductors or o plata, metalls amb una major conductivitat però amb un preu molt més elevat. A més, les tècniques mecàniques mitjançant les quals es retira el metall en els substrats Rogers permeten molta menys resolució, tan en l'espaiat entre pistes com en l'amplada i gruix d'aquestes.

El material conductor que especifica la tecnologia LTCC és la plata (6142D Ag Cofireable Conductor) [iv], que presenta una major conductivitat que el coure, emprat per la tecnologia Rogers3010. En la següent taula s'especifiquen les característiques més destacades d'ambdós conductors en termes de implementació de dimensions i conductivitat.

	6142D Ag Cofireable Conductor	Rogers3010 Standard Copper Cladding
Line spacing resolution	50um	125um
Line thick resolution	125um	250um
Conductor Thickness	7-9um	35um
Conductivity @20°C	$6.301e7 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$	$5.96e7 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$

Taula 3.3: Característiques dels conductors de la tecnologia LTCC i de la Rogers3010.

3.2.- Procés de fabricació.

Podem distingir tres parts en el procés de fabricació de la tecnologia LTCC: 1) La fabricació del substrat dielèctric *GreenTape*, 2) la deposició del conductor amb tècniques d'impressió, i 3) el procés de sinterització per donar l'aparença dura i rígida a l'estructura.

3.2.1.- Substrat ceràmic dielèctric.

Comercialment, els substrats ceràmics son produïts en capes de gruix variables, normalment entre 50 i 500µm. Aquest gruix es controla durant el procés de fabricació. La fabricació de les capes de ceràmica, un cop formulada la composició desitjada en funció de les característiques requerides del substrat ceràmic, es realitza mitjançant la seva deposició en una cinta mecànica sobre la qual es troba una pel·lícula d'acetat de cel·lulosa. A través d'un procés de cocció suau s'eliminen part del components orgànics volàtils, obtenint una cinta flexible que pot ser mecanitzada fàcilment.

Una de les característiques més importants a tenir en compte durant el procés de disseny i fabricació d'un dispositiu mitjançant l'ús de LTCC és l'encongiment que aquests materials pateixen en presència d'una font de calor. Segons DuPont, les seves ceràmiques encongeixen un 12.7% en els eixos X-Y, i un 15% en l'eix Z. Altres substrats ceràmics com el de Heraeus no encongeixen en els eixos X-Y (0.2%), però sí que ho fan i de manera més significativa en l'eix Z (32%). En general, els valors de l'encongiment soferts són bastant predictibles, de manera que es pot compensar a través del disseny inicial.

3.2.2.- Deposició del conductor.

El procés per disposar el conductor damunt el substrat es realitza mitjançant una tècnica d'impressió de capa fina (thick film screen printer), que permet

gruixos de conductor entre 7-9µm (dimensió z), i una resolució de fins a 50µm entre pistes (dimensions X-Y). Això permet dipositar exclusivament les pistes que conformen el layout del disseny, sense necessitat de processos mecànics d'abstracció de capa de metall com és el cas del Rogers3010. Tanmateix, si es desitja es pot eliminar capa de conductor mitjançant l'ús de tècniques Laser.

La impressió del conductor, que en el cas de la especificació del DuPont951 és el 6142D Ag, s'ha de realitzar sota condicions ambientals determinades, tot i que no requereixen d'una gran infraestructura. La temperatura en el moment de la impressió en la sala ha de ser d'entre 20-23°C i una estructura de suport que distribueixi de manera uniforme el conductor sobre el substrat.

3.2.3.- Sinterització.

Un cop aplicat el conductor i amb les pistes fetes, s'han de netejar els materials entre 5 i 30 minuts amb un procés per calor a 120°C. Després ja es pot realitzar el procés per el qual el substrat ceràmic adoptarà una aparença de material sòlid, dur i rígid. Aquest procés s'anomena sinterització. Cal destacar que el nom que reben aquests substrats ceràmics abans del procés de sinterització és Green Tape, o 'verds' quan encara són tous i mecanitzables, tot i tenir un color blau que s'intensifica després de la sinterització.

El procés de sinterització consisteix en aplicar calor seguint un patró de corbes de temperatura en un interval de temps, a través del qual l'estructura molecular del substrat ceràmic canvia, tornant-se més cristal·lina i variant les seves característiques elèctriques. Aquest procés de calor té lloc a temperatures per sota de 1000°C (veure figura 3.1).

Es defineix el procés de sinterització com "la unió de partícules en una massa de pols degut a atraccions moleculars o atòmiques en estat sòlid en aplicació de calor, causant el reforçament de la massa de pols i resultant-ne una densificació i recristal·linització".

El que succeeix amb aquestes temperatures és que la estructura del substrat ceràmic es recristal·litza, convertint-se en un material rígid, característica pròpia dels materials ceràmics. És lògic pensar que aquest canvi en l'estructura molecular repercutirà en el moviment dels electrons i en la influència dels camps elèctric i magnètic que el travessaran. Les característiques especificades amb anterioritat, i els data sheets dels productes que apareixen en les referències, parlen de característiques finals, un cop realitzat el procés de sinterització.

En el cas d'un disseny multicapa, les diferents capes amb el metall aplicat es disposen en forma de pila seguint el disseny, amb un recobriment entre capes d'un substància viscosa que conformarà la unió de les capes. Després, es pot procedir amb la sinterització seguint el patró de corbes de calor.

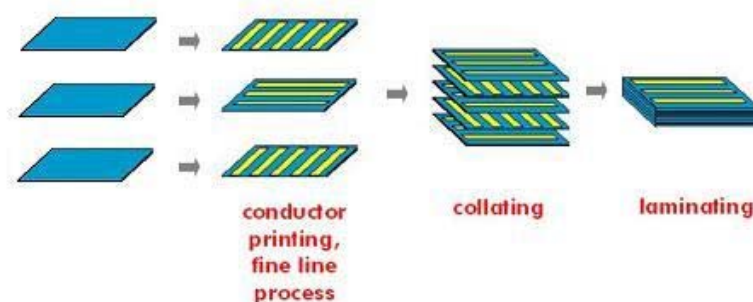


Figura 3.2: Procés de fabricació LTCC multicapa.

Finalitzada la sinterització, el disseny, ja sigui d'una sola capa o multicapa, queda amb una aparença rígida. Cal tenir en compte que els materials ceràmics són materials durs i difícils de mecanitzar. Qualsevol canvi en les dimensions de la superfície del substrat s'ha de realitzar a través de eines amb punta de diamant o Lasers. Destacar que el Laser pot afectar tan a les pistes com al substrat si no es controla la potència d'aquest [7].

3.3.- Regles de disseny.

Degut a les característiques de la tecnologia LTCC, als canvis que pateix el substrat durant el procés de fabricació, les tècniques emprades en la deposició del conductor i al procés de sinterització, cal tenir en compte les regles de disseny especificades per el fabricant del material ceràmic escollit. Factors com l'encongiment del substrat també s'han de tenir en compte prèviament al disseny. L'amplada, el gruix i la separació entre pistes venen especificades pel procés d'impressió amb el qual es disposa el conductor, així com les dimensions de finestres i forats a massa que es poden implementar. Altres aplicacions d'instrumentació electrònica requereixen de forats i connexions entre capes, que requereixen d'un procés més complicat per disposar el conductor, així com soldadures i punts de contacte per elements concentrats i altres components. Totes aquestes especificacions de la tecnologia i regles de disseny d'interès per al disseny d'estructures ressonants amb línies de transmissió s'expliquen a continuació [7].

Cal destacar que hi ha diversos processos, basats en els principis anteriors, amb els que es disposa la capa conductora i es mecanitza el substrat, i que en funció d'un o altre s'obtindrà una major o menor resolució, i unes o altres dimensions. Evidentment, quan més precís sigui, major resolució tindrem, però més costós i car seran aquests processos.

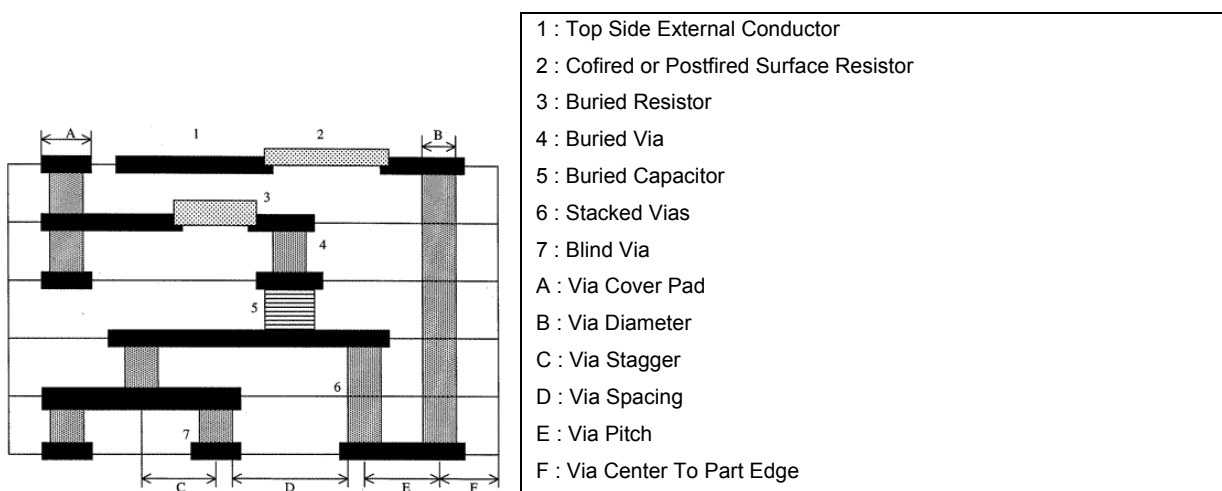


Figura 3.3: Terminologia dels paràmetres de disseny multicapa de la tecnologia LTCC.



Figura 3.4: Terminologia de regles de disseny en superfície de la tecnologia LTCC

	Standard	Possible
Edge To Feature in um	500	250
Line Width in um	200	100
Line Width in um (Fine Line Process)	50	50
Line Spacing in um	200	100
Line Spacing in um (Fine Line Process)	50	50
Line Pitch in um	400	200
Line To Cavity Wall Spacing in um	400	/
Via Diameter in um	250	100
Via Coverpad / Catchpad	2x via diameter	via diam. 25um
Via Spacing in um	200	175
Via Pitch in um	400	300
Via Stagger	1.5x via diameter	/
Via To Cavity Wall Spacing in um	550	300
Via Geometry	Round/Rectangular	Round/Rectangular
Thermal Via Coverage in %	15	30
Max. Number Of Layers	Depends on Thickness (10 - 50)	Depends on Thickness (10 - 50)
Min. Number Of Layers	Depends on Thickness (2 - 4)	Depends on Thickness (2 - 4)
Circuit Shapes	Rectangular, special shapes possible	Rectangular, special shapes possible
Size Tolerance	+/- 0.5%	+/- 0.25%
Tolerance After Trimming (Surface / Buried)	+/- 2% / +/- 25%	+/- 1% / x

Taula 3.4: Valors nominals que es poden implementar dels diferents paràmetres de disseny.

3.4.- Avantatges del procés de fabricació.

Gràcies a aquest procés de fabricació, que permet una fàcil mecanització del substrat i del conductor prèviament al procés de sinterització, es poden aconseguir gruixos, amplades i separacions entre pistes molt menors. Aquest fet tecnològic permet pensar en la possibilitat d'escalar en freqüència. Si pensem en circuits passius de microones, concretament en el disseny de filtres, el rang de freqüències a les que treballem determinarà les dimensions i separacions de les pistes del nostre disseny. Si a més parlem de ressonadors acoblats, com és el cas del present treball, les separacions entre pistes disminueixen al escalar en freqüència. Les tecnologies que avui dia es troben en el límit tecnològic de fabricació no permeten l'escalat en freqüència, ja que no poden implementar els dissenys que es requereixen, com el cas de la tecnologia Rogers.

En aquest sentit, la tecnologia LTCC permet, en moltes de les seves variants d'implementació, arribar a resolucions prou bones com per fer possible la fabricació d'aquests dissenys. Clar és, que en funció del grau de resolució que es requereixi es farà servir un procés o altre de fabricació, d'acord amb el seu cost de fabricació. La resolució en el procés de fabricació queda lligada a la complexitat del propi procés, i per tan al cost de producció.

Això dona lloc a pensar en futures aplicacions a freqüències de l'ordre de 60GHz. Per tan podem concloure que la LTCC és una tecnologia amb un potencial molt gran en el món de les microones, i que avança ràpidament en qüestió de prestacions dels materials en els que es basa, com ara la tangent de pèrdues o el gruix de les capes de conductor, ja que es una tecnologia en ple desenvolupament.

Per altre banda, la consistència i robustesa que donen els materials ceràmics emprats com a substrat al producte final, així com la resistència a substàncies i a la corrosió ambiental, permet pensar en aplicacions on aquest dispositiu es trobi sotmès a condicions de risc, tan mecàniques com químiques. És per això

que moltes de les aplicacions d'aquesta tecnologia es troben en el món de la indústria química i en la instrumentació electrònica. La facilitat per suportar líquids i gasos agressius la fa molt adequada per sistemes de detecció basats en sensors, i que són capaços de tenir un llarg temps de vida sota aquestes condicions.

3.5.- Aplicació en el disseny de circuits de microones.

Aquesta tecnologia porta temps essent utilitzada per aplicacions de microones i RF com el disseny de circuits passius de microones, disseny de circuits integrat de radio freqüència i microones amb elements concentrats, antenes i mòduls funcionals. A més, l'aparença rígida el fa molt interessant com a element de suport al mateix temps.

- Disseny de circuits passius de microones.
- Disseny de circuits integrats de RF i microones amb elements concentrats.
- Antenes.
- Mòduls i sistemes d'alta freqüència.

3.6.- Altres aplicacions.

Altres aplicacions encara més extenses, però no relacionades amb les microones són el disseny de plaques d'instrumentació electrònica, element de suport per a circuits de pre-processat de senyals i sensors, encapsulats de circuits, i suport físic per circuits amb elements concentrats o SMDs.

- Instrumentació electrònica.
- Circuits de pre-processat de senyals i sensors.
- Encapsulats.
- Suport físic per a circuits amb SMDs.

4.- Ressonadors en anell obert.

Els ressonadors en anell obert són configuracions concretes de línies acoblades que presenten certs avantatges en el disseny de filtres de microones amb tecnologies planars, com la microstrip. Aquests permeten un grau més de miniaturització, alhora que segueixen un comportament conegut i similar al de les línies acoblades.

D'estructures ressonants en anell obert n'hi ha moltes. En el següent apartat es presenten els estudiats en aquest treball en el punt 5.

4.1.- Presentació d'anells ressonants.

Les configuracions d'anells estudiades en aquest treball són les següents:

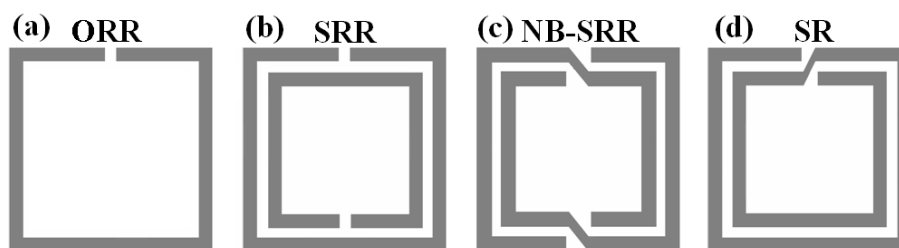


Figura 4.1: Layouts de ressonadors utilitzats en el disseny de filtres amb metamaterials.

Com podem veure en les configuracions (b) i (c), algunes configuracions poden combinar més d'un anell, el que equival a més d'una línia de transmissió, i per tan a més d'una ressonància. Cal explicar també que l'anell obert elemental és la configuració (a), i que la configuració (d) és l'anell que aconsegueix unes dimensions $\text{sub-}\lambda$ més petites donada una freqüència.

Per entendre millor les configuracions (b) i (c), a continuació s'exposa part de la teoria d'*Split Ring Ressonadors*.

4.2.- Split Ring Ressonators (SRR).

Algunes combinacions de dos anells que formen un sol ressonador donen lloc a dobles ressonàncies, que escollides i combinades de forma adequada poden suposar millores o avantatges en els dissenys. Aquest comportament també es dona al combinar diferents ressonadors un al costat de l'altre, però el coeficient d'acobllament no és tan elevat com en les configuracions (b) i (c) mostrades en la figura 4.1, que al estar disposats de forma entrelaçada o inscrita entre ells donen lloc a forts acobllaments elèctrics i/o magnètics.

Combinacions de diferents anells ressonants, acobllats entre ells, donen lloc a *Splits* o particions de la freqüència de ressonància, que permeten una major miniaturització i millores en les especificacions del disseny.

Split vol dir partir en la seva arrel anglesa. Aquest fet no fa referència a la obertura de l'anell, sinó a la partició de la freqüència de ressonància en dos freqüències de ressonància degut a la presència de més d'un anell com en la configuració (b) i (c) de la figura 4.1.

Si observem el model elèctric d'un sol anell (veure figura 4.2) podem veure com només es genera una sola ressonància donada per la equació 4.2.1.

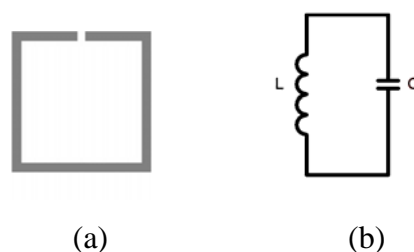


Figura 4.2: (a) ORR (Only Ring Ressonator), i (b) model elèctric.

On la primera freqüència de ressonància de l'anell ve donada per la següent equació:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2.1)$$

Quan tenim configuracions de dos anells com les mostrades en la figura 4.1, l'anàlisi és similar tot i que s'han de tenir altres factors en compte. En les configuracions (b) i (c) de la figura 4.1 es produeixen acoblaments entre els dos anells que es poden modelar. El seu model circuital es pot assimilar per dos tancs LC, produint dues ressonàncies a diferents freqüències (veure figura 4.3). La causa d'aquest desdoblament de la primera freqüència de ressonància és mostra en els anàlisis fets en els apartats 4.3.1, 4.3.2, 4.3.3.

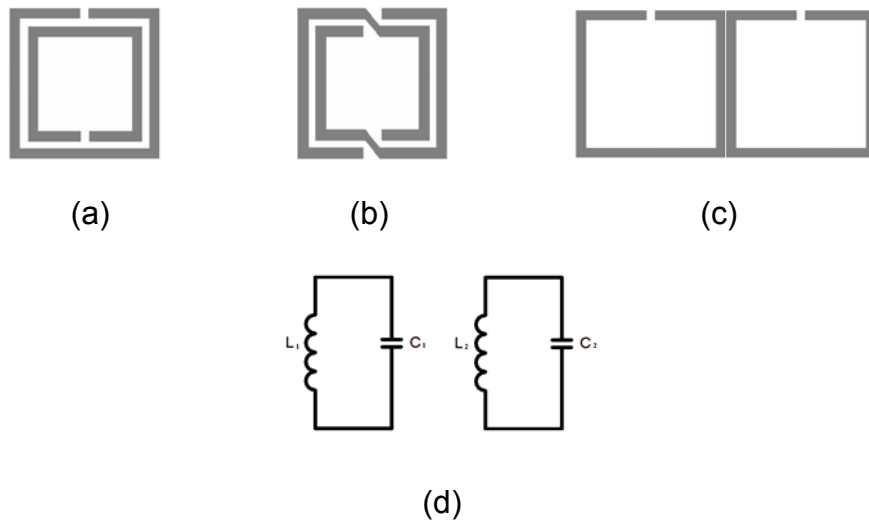


Figura 4.3: (a) SRR (Split Ring Resonator), (b) NB-SRR (Non Bianisotropic SRR), (c) Split entre dos ORR acoblats, (d) representació de les dos ressonàncies a través de dos tancs LC.

Podem escriure el comportament d'aquests ressonadors a través de les seves dos freqüències de ressonància com dos tancs LC.

$$\begin{aligned} f_{01} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \\ f_{02} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

Les Ls i Cs que determinen la freqüència de ressonància venen determinades per diferents càlculs físics i anàlisis en cadascuna de les ressonàncies. Per al cas de la primera ressonància es pot fer una anàlisi quasi-estàtic que permet obtenir certes conclusions, però que no és l'objecte d'aquest treball. Tanmateix, en la segona ressonància, com la partícula no és elèctricament petita no podem realitzar un anàlisi elèctric vàlid, tot i que si que podem fer-ne un anàlisi experimental a través de simulacions i l'anàlisi dels corrents.

- En el cas del SRR, al no estar format per dos anells de la mateixa longitud efectiva, l'split en freqüència no es produeix de forma simètrica respecte la freqüència de ressonància del anell elemental que el forma (anell exterior).

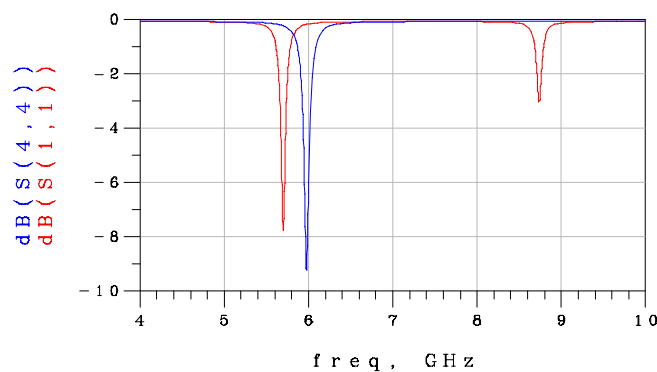


Figura 4.4: Freqüències de ressonància (blau) ORR, (vermell) SRR, inscrits en un quadrat de iguals dimensions.

- Per al cas del NB-SRR, l'split que es produeix en freqüència és simètric respecte a la freqüència d'un únic anell, però com es veurà en el apartat 5, una ressonància es causada per un camp magnètic, i l'altre per un camp elèctric. Això fa que sigui molt difícil establir un model elèctric per aquesta partícula, sobretot en la segona ressonància on la partícula no és elèctricament petita, i per tan, no podem utilitzar la aproximació quasi-estàtica.

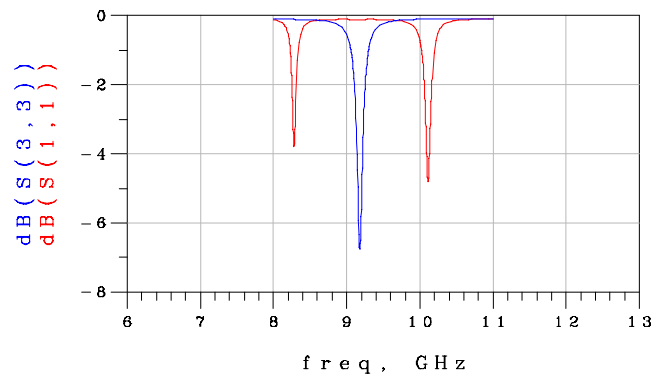


Figura 4.5: Freqüències de ressonància (blau) ORR, (vermell) NB-SRR

- En l'acoblament entre dos ORR iguals, l'split que es produeix en freqüència és simètric respecte la freqüència de ressonància d'un sol ORR. Tanmateix, el factor d'acoblament és menor que en el NB-SRR degut a que tenim menys superfície d'acoblament, i per tan, l'split en freqüència no és tan significatiu. A més, l'origen del split és de caràcter diferent en el cas d'anells acoblats que entre els anells del NB-SRR.

4.3.- Tipus d'acoblements.

4.3.1.- Acoblament elèctric entre ressonadors.

Donat el model elèctric per a un sol anell com el mostrat en la figura 4.2, al combinar dos anells mitjançant un acoblament elèctric obtenim un model circuital com el que mostra la figura següent [1].

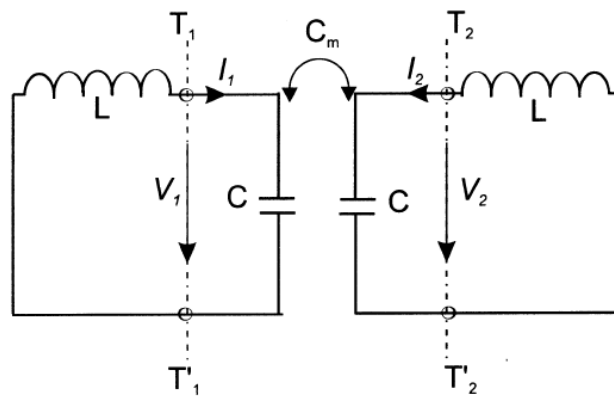


Figura 4.6: Acoblament elèctric.

La capacitat C_m que modela l'acoblament entre anells determina com es combinen aquets, i per tan també modela l'split que podem aconseguir. Mitjançant l'anàlisi de paret elèctrica obtenim el següent model que mostra la figura.

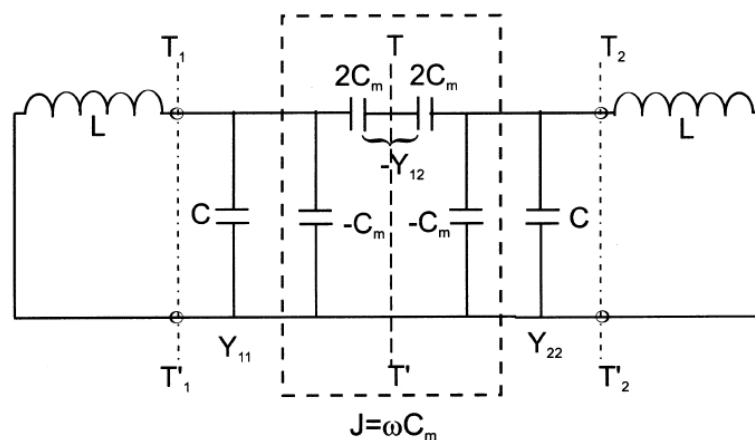


Figura 4.7: Equivalent circuital amb admitàncies.

On

$$\begin{aligned}Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\Y_{12} &= Y_{21} = -j\omega C_m\end{aligned}\quad (4.3.1)$$

Si substituïm el pla T-T' per una paret elèctrica (circuit tancat) i després per una paret magnètica (circuit obert), obtenim les freqüències de ressonància següents.

$$\begin{aligned}f_e &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \\f_m &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}}\end{aligned}\quad (4.3.2)$$

Notar que les freqüències de ressonància f_e i f_m són menor i major respectivament que la d'un únic ressonador, degut al efecte de la capacitat que modela l'acoblament elèctric.

Per tan, el factor d'acoblament quedarà definit per l'equació següent.

$$K_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (4.3.3)$$

4.3.2.- Acoblament magnètic entre ressonadors.

El procés d'anàlisi per a un acoblament magnètic es fa anàlogament al de l'acoblament elèctric. Donat el següent model elèctric d'acoblament magnètic.

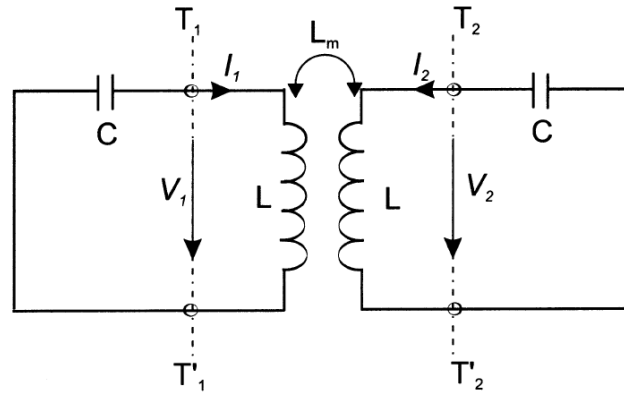


Figura 4.6: Acoblament magnètic.

La inductància L_m modela l'acoblament magnètic i que genera l'split de la ressonància dels anells combinats. Fent l'anàlisi de paret magnètica obtenim.

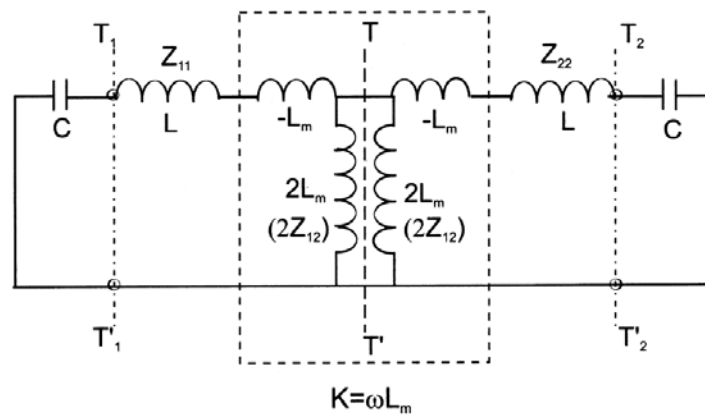


Figura 4.7: Equivalent circuit amb impedàncies.

On

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L_m \end{aligned} \quad (4.3.4)$$

Si emprem el mateix mètode d'anàlisi que abans i substituïm el pla T-T' per una paret elèctrica (circuit tancat) i després per una paret magnètica (circuit obert), obtenim les freqüències de ressonància següents.

$$\begin{aligned} f_e &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \\ f_m &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \end{aligned} \quad (4.3.5)$$

Ara f_e és la ressonància de valor superior i f_m la ressonància de valor inferior a la d'un únic anell de la mateixa longitud. El factor d'acoblament magnètic modelat per L_m quedarà definit per la següent expressió.

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (4.3.6)$$

4.3.3.- Acoblament mixt entre ressonadors.

Els acoblaments mixtes tenen en compte ambdós efectes, acoblament elèctric i acoblament magnètic. Llavors, l'acoblament queda descrit per una capacitat i una inductància tal i com es mostra en la següent figura.

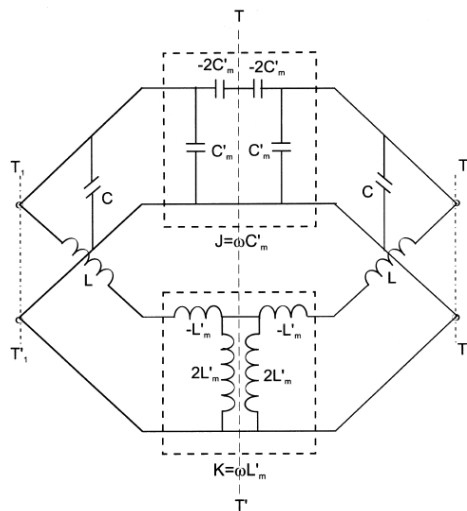


Figura 4.8: Model elèctric del acoblament mixt entre dos anells.

Amb el que obtenim un model d'impedàncies i admitàncies com el següent.

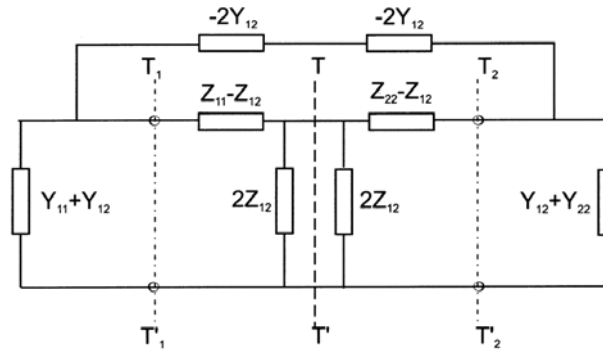


Figura 4.9: Equivalent circuitual d'impedàncies i admitàncies de l'acoblament mixt entre anells ressonants.

On

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C & Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Y_{12} &= Y_{21} = j\omega C'_m & Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L'_m \end{aligned} \quad (4.3.7)$$

Aplicant el mateix mètode d'anàlisi d'abans, substituïm el pla T-T' per una paret elèctrica (circuit tancat) i després per una paret magnètica (circuit obert) obtenim les següents freqüències de ressonància.

$$\begin{aligned} f_e &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \\ f_m &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \end{aligned} \quad (4.3.8)$$

Això dona lloc a la següent expressió d'acoblament mixt, que si es pren $LC \gg L'_m C'_m$ es pot simplificar com la suma de les dos contribucions al acoblament total.

$$k_x = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L'_m C + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \quad (4.3.9)$$

$$k_x \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k_E + k_M \quad (4.3.10)$$

Sovint, un dels dos acoblaments és menyspreable respecte l'altre. Quan implementem el filtre passa banda observarem com sempre predomina l'acoblament capacitiu, degut a que els ressonadors presenten moments elèctrics que predominen respecte els moments magnètics. Això causa que l'acoblament entre ressonadors es pugui modelar a través d'una capacitat, tot i que realment no és així de trivial.

En canvi, els ressonadors formats per dos anells, al estar disposats de forma entrelaçada, solen tenir moments magnètics que generen acoblaments magnètics més significatius.

5.- Estudi de Ressonadors amb diferents tecnologies.

En aquest apartat s'ha realitzat un estudi dels diferents ressonadors, suportats sobre les dos tecnologies escollides: LTCC i Rogers3010. A partir d'aquest estudi, s'ha escollit el ressonador que presenta millors característiques per a la síntesi de filtres, i és amb el que posteriorment s'ha implementat un filtre passa banda amb ambdues tecnologies. Cal destacar que prèviament a aquests quatre ressonadors s'han estudiat altres configuracions conegudes, però que s'han quedat fora del projecte per no presentar tan bones característiques com aquests.





La manera d'estudiar les propietats dels ressonadors ha estat a través del factor de qualitat descarregat, que com ja s'ha dit, és una figura de mèrit que relaciona la freqüència central amb l'ample de banda a -3dB, i el paràmetre de transmissió S_{21} . Quan més elevat sigui el factor de qualitat descarregat, millor serà la partícula per a la síntesi de filtres.

Així mateix, també es plantegen els models circuitals que descriuen el comportament del ressonador, l'split (si és que en té), i l'acoblament mutu entre dos ressonadors iguals.

Per començar l'estudi, a continuació és presenten les partícules escollides i mostrades en la figura 4.1, i la seva resposta en freqüència. Cal destacar que la tecnologia LTCC presenta millors condicions de treball a mesura que escalem en freqüència, fins a les desenes de GHz. En aquest estudi s'ha començat a una freqüència aproximada de 2.4GHz, i s'ha anat escalant fins arribar a 10GHz.

Les configuracions d'anells ressonants tenen un comportament difícil de predir amb exactitud, tot hi haver-hi models que els descriuen. Quan s'escalen en freqüència poden presentar millores respecte a altres tecnologies de fabricació. La tecnologia LTCC és un d'aquests casos [7].

En la següent taula es mostren els ressonadors estudiats.

(a) ORR 	Only Ring Ressonator
(b) SRR 	Split Ring Ressonator
(c) NB-SRR 	Non Bianisotropic – SRR
(d) SR 	Spiral Ressonator

Taula 5.1: ressonadors estudiats.

5.1.- Simulació i resultats dels ressonadors.

En aquest apartat es presenten els resultats obtinguts a partir del estudi del factor de qualitat (equacions 2.4.2 i 2.4.3) aconseguit amb els diferents ressonadors mostrats en la taula 5.1, implementats a 2.4, 6 i 10GHz. Cal destacar que en les configuracions de ressonadors, la separació entre pistes paral·leles, la ubicació dels màxims de corrent i altres factors relativament controlables afecten i determinen el factor de qualitat descarregat de la estructura. Una petita variació pot desencadenar una caiguda del factor de qualitat, per això només es mostren els layouts optimitzats per a cada freqüència, on es poden apreciar petites variacions en la disposició d'algun angle o proporció entre pistes d'un mateix anell a una freqüència o altre.

Les simulacions s'han realitzat sota les condicions de cada tecnologia que mostra la taula 5.2. Notar que s'ha realitzat amb un gruix de dielèctric similar, però mantenint les limitacions tecnologies que marca cada una de les tecnologies, com el gruix de les pistes.

substrat	LTCC	Rogers3010
Thickness	250um	250um (10mils)
ϵ_r	7.8	10.2
$\tan\delta$	0.006	0.0035
conductor		
Thickness	15um	35um
Conductivity	3.3m Ω /square	4.5e7S/square

Taula 5.2: Característiques de la tecnologia LTCC
i Rogers3010 emprades per a la simulació.

Com es podrà observar en els següents resultats de les simulacions, les freqüències de ressonància apareixen desplaçades respecte al càlcul previ. Això es degut a la variació de la longitud efectiva de la línia/es que conforma/en el ressonador. Cal destacar també que el pas de LTCC a Rogers s'ha fet mantenint el layout, i modificant tan sols les característiques del substrat i del conductor, amb el que és lògic que al tenir el Rogers3010 una ϵ_r més gran, la longitud de la línia sigui més gran en termes de λ_{guiada} , i per tan baixi la freqüència de ressonància (veure equació 3.1.1).

5.1.1.- ORR (Open Ring Ressonator)



LTCC

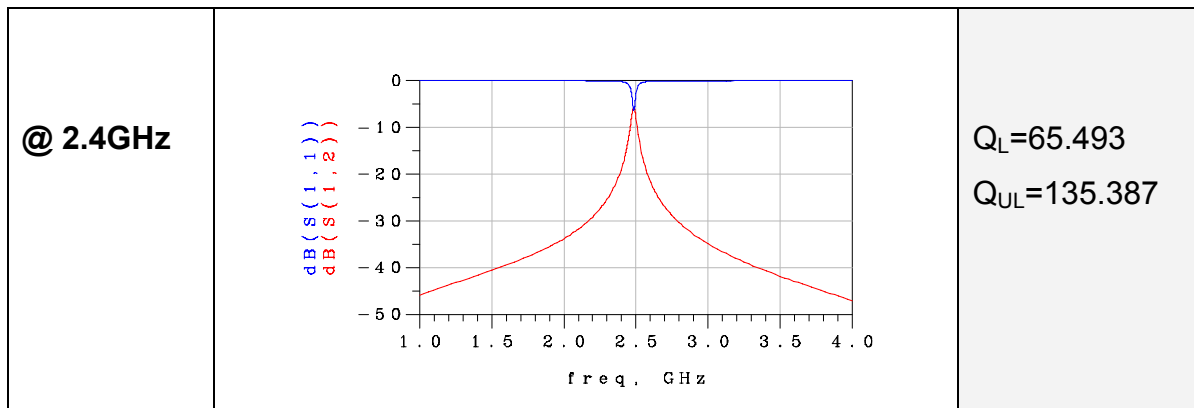


Figura 5.1: Resposta del ORR @ 2.4GHz amb tecnologia LTCC.

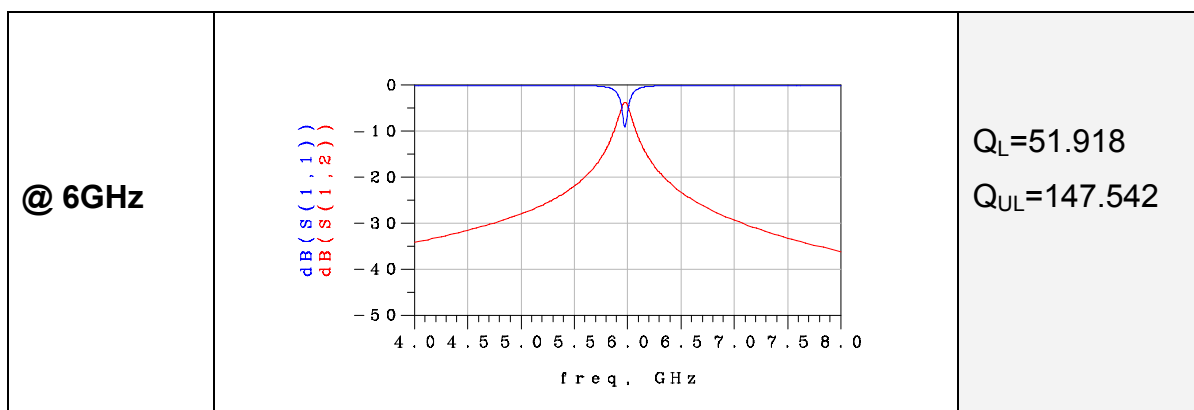


Figura 5.2: Resposta del ORR @ 6GHz amb tecnologia LTCC.

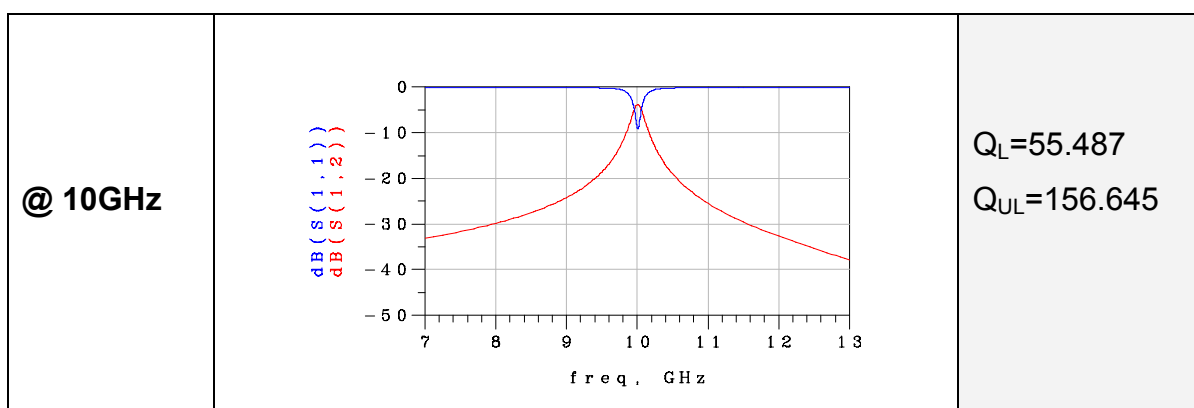


Figura 5.3: Resposta del ORR @ 10GHz amb tecnologia LTCC.

Notar com el factor de qualitat, tan el carregat (Q_L) com el descarregat (Q_{UL}) augmenten amb la freqüència.

Rogers3010

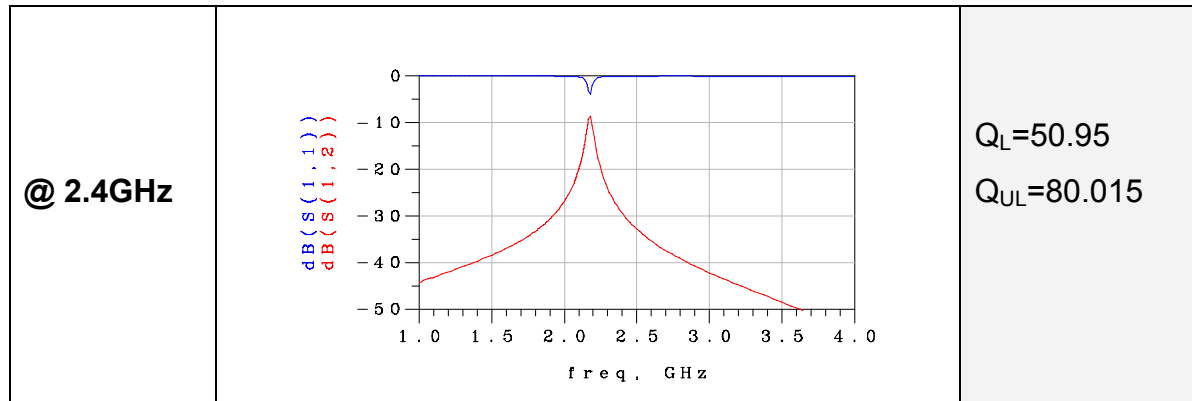


Figura 5.4: Resposta del ORR @ 2.4GHz amb tecnologia Rogers3010.

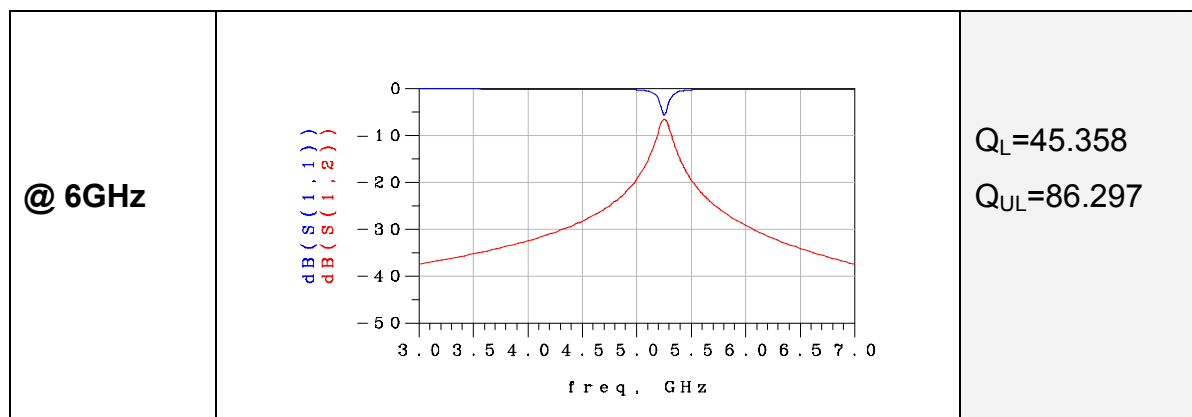


Figura 5.5: Resposta del ORR @ 6GHz amb tecnologia Rogers3010.

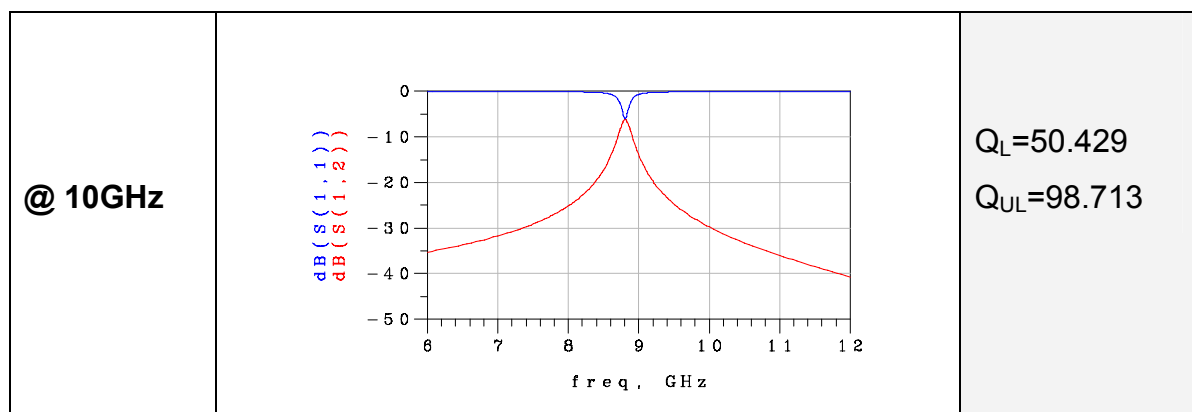


Figura 5.6: Resposta del ORR @ 10GHz amb tecnologia Rogers3010.

Podem observar, comparant les simulacions a una mateixa freqüència, que donat un mateix guix de dielèctric el factor de qualitat del ORR és més elevat amb tecnologia LTCC que amb Rogers3010.

5.1.2.- SRR (Split Ring Resonator)



LTCC

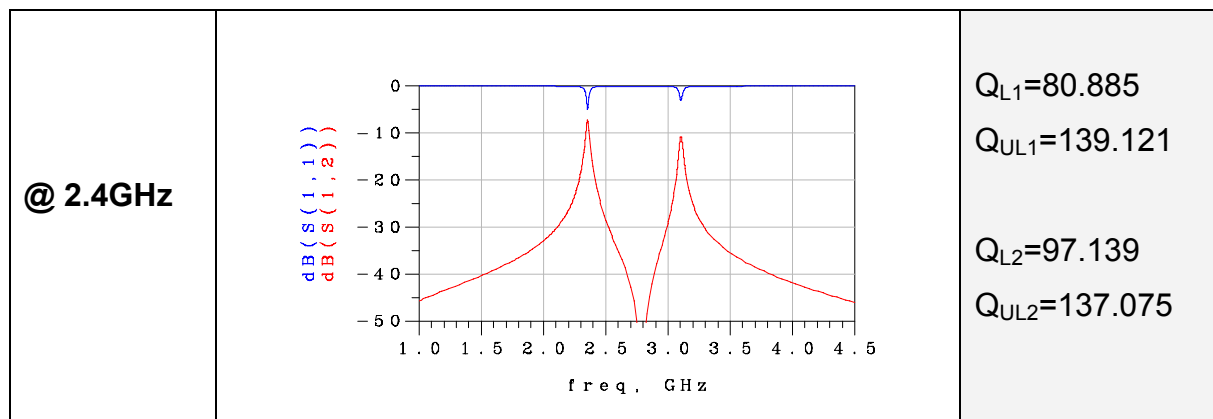


Figura 5.7: Resposta del SRR @ 2.4GHz amb tecnologia LTCC.

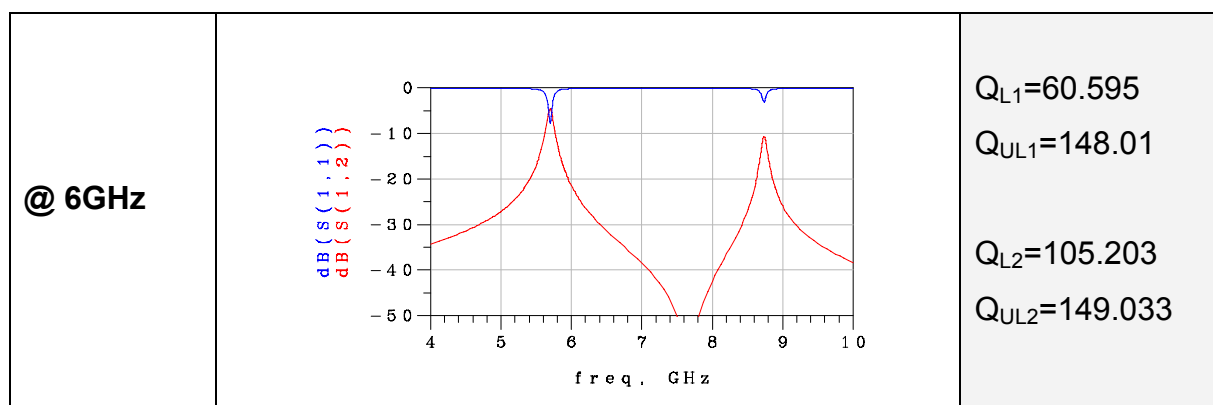


Figura 5.8: Resposta del SRR @ 6GHz amb tecnologia LTCC.

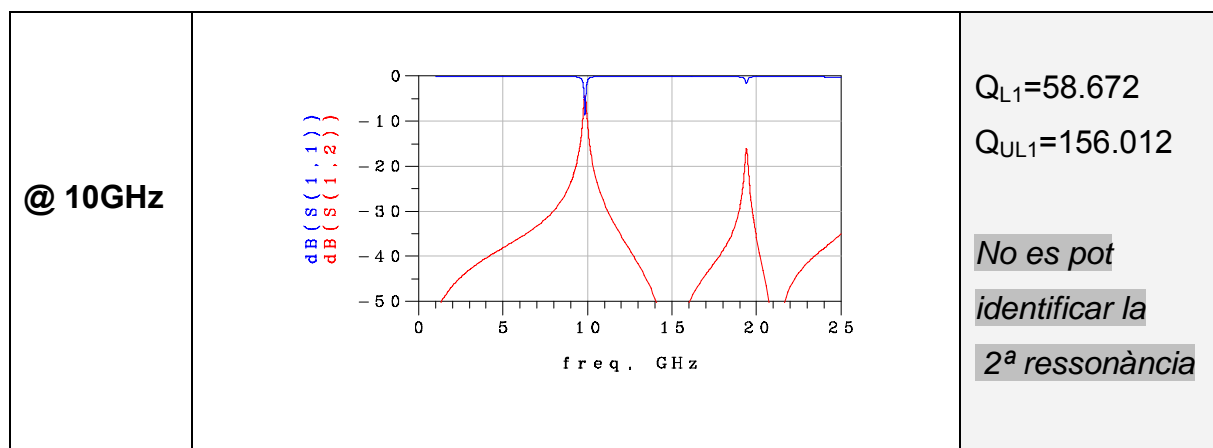


Figura 5.9: Resposta del SRR @ 10GHz amb tecnologia LTCC.

Rogers3010

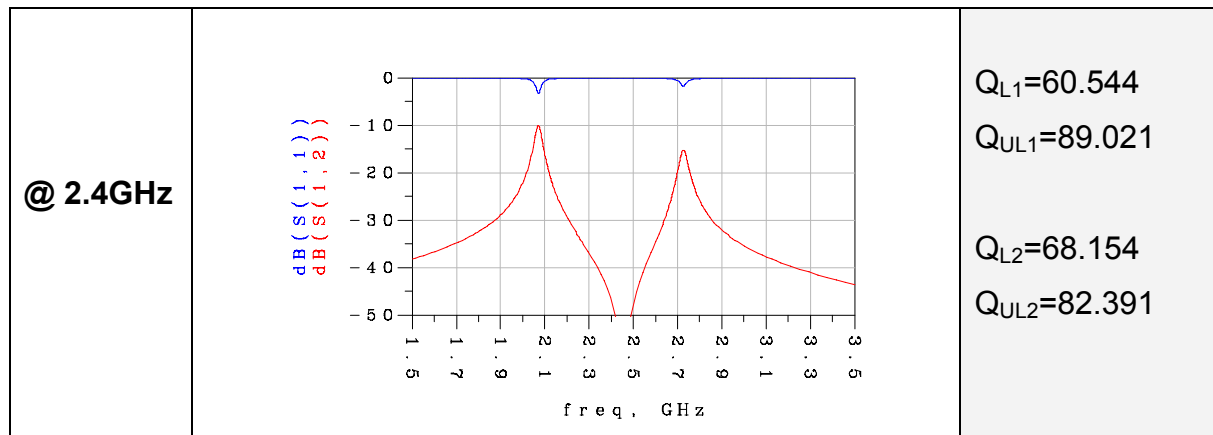


Figura 5.10: Resposta del SRR @ 2.4GHz amb tecnologiaRogers3010.

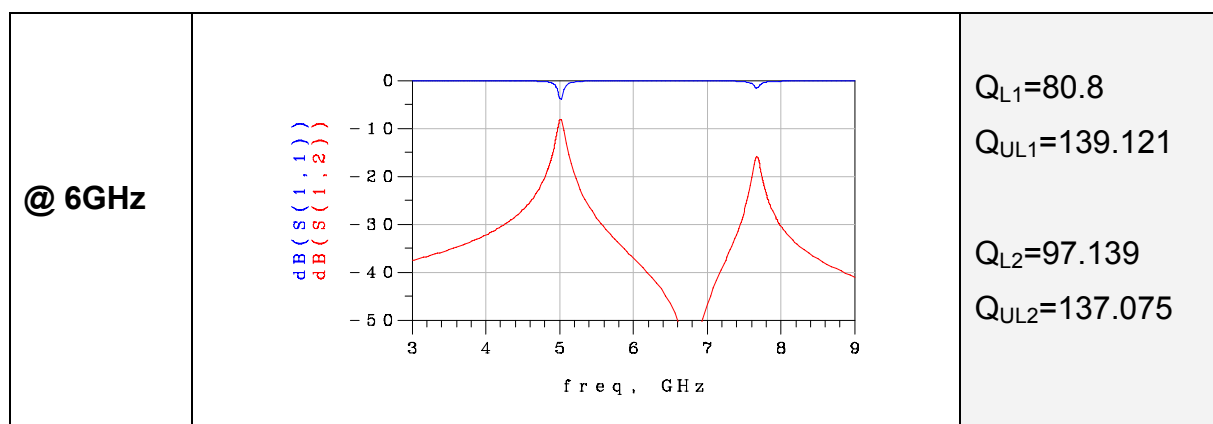


Figura 5.11: Resposta del SRR @ 6GHz amb tecnologiaRogers3010.

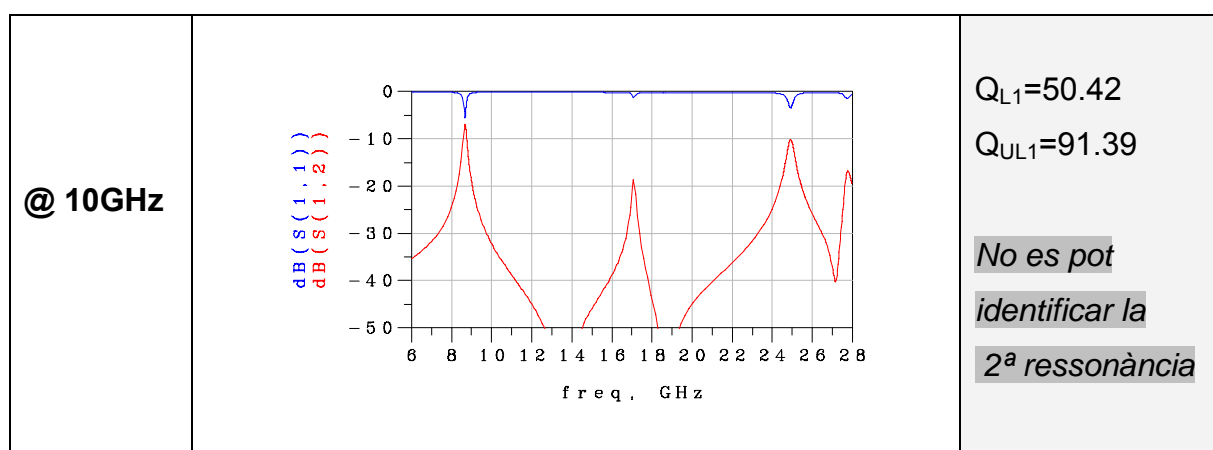


Figura 5.12: Resposta del SRR @ 10GHz amb tecnologia Rogers3010.

5.1.3.- NB-SRR (Non Bianisotropic - SRR)



LTCC

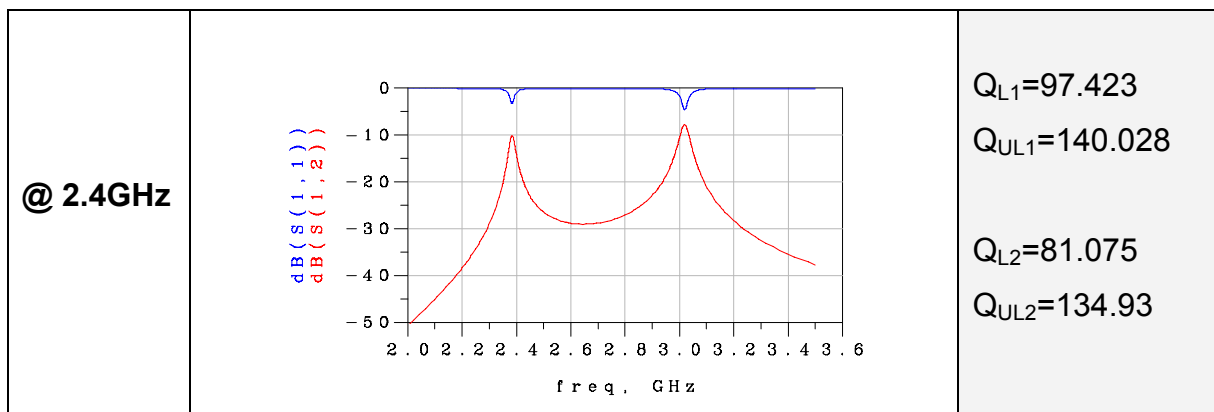


Figura 5.13: Resposta del NB-SRR @ 2.4GHz amb tecnologia LTCC.

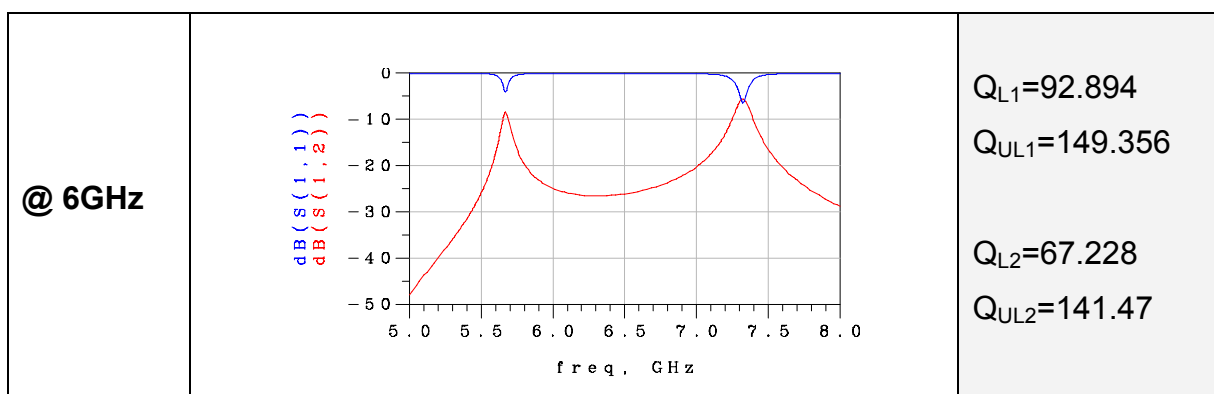


Figura 5.14: Resposta del NB-SRR @ 6GHz amb tecnologia LTCC.

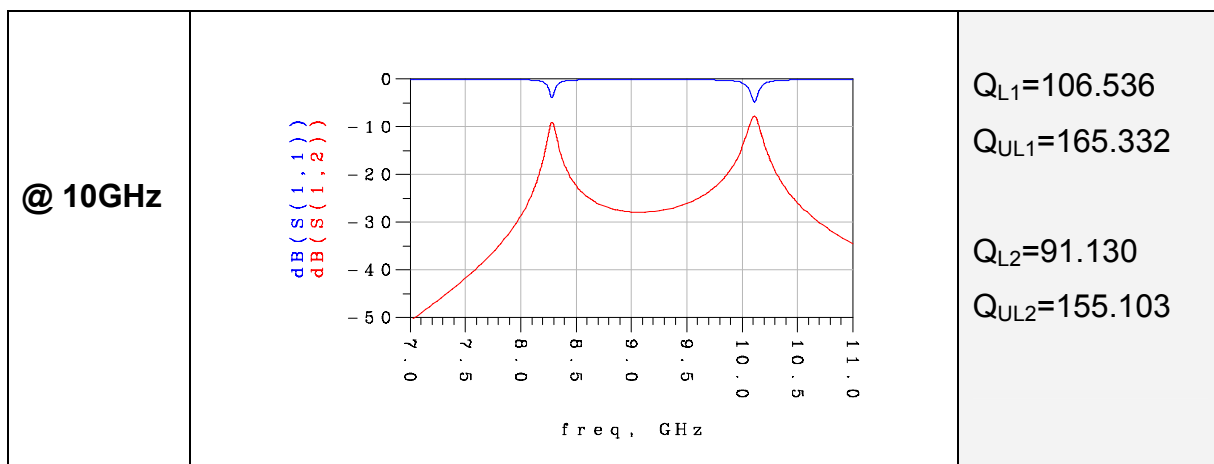


Figura 5.15: Resposta del NB-SRR @ 10GHz amb tecnologia LTCC.

Com es pot observar en la gràfica anterior, el NB-SRR presenta un alt factor de qualitat descarregat a 10GHz. A més, si s'observen els resultats obtinguts en tots els anells es pot concloure que la tecnologia LTCC presenta un millor comportament, i que el factor de qualitat augmenta a mesura que s'escala en freqüència. Aquest comportament es degut tan a la constant dielèctrica del substrat, com a la baixa resistivitat del conductor (veure taula 5.2).

Un factor de qualitat de l'ordre de 160 és un valor prou elevat com per obtenir molt bons resultats en la síntesi de filtres. Per això, el NB-SRR ha estat la partícula ressonant escollida per implementar un filtre passa banda al voltant dels 10GHz.

En el punt 6 es presenta la síntesi de dos filtres passa banda a 10GHz amb aquesta partícula ressonant, un d'ordre 4 i un d'ordre 8. Recordar que l'ordre del filtre amb ressonadors acoblats indica el nombre de ressonadors emprats. Ambdós filtres s'han implementat tan amb LTCC com amb Rogers, el que permetrà observar les diferències en el comportament.

Rogers3010

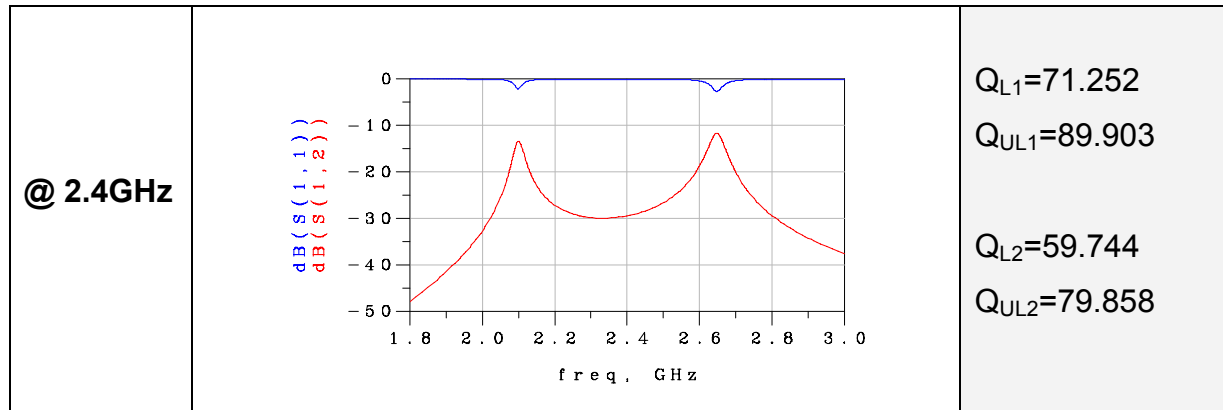


Figura 5.16: Resposta del NB-SRR @ 2.4GHz amb tecnologia Rogers3010.

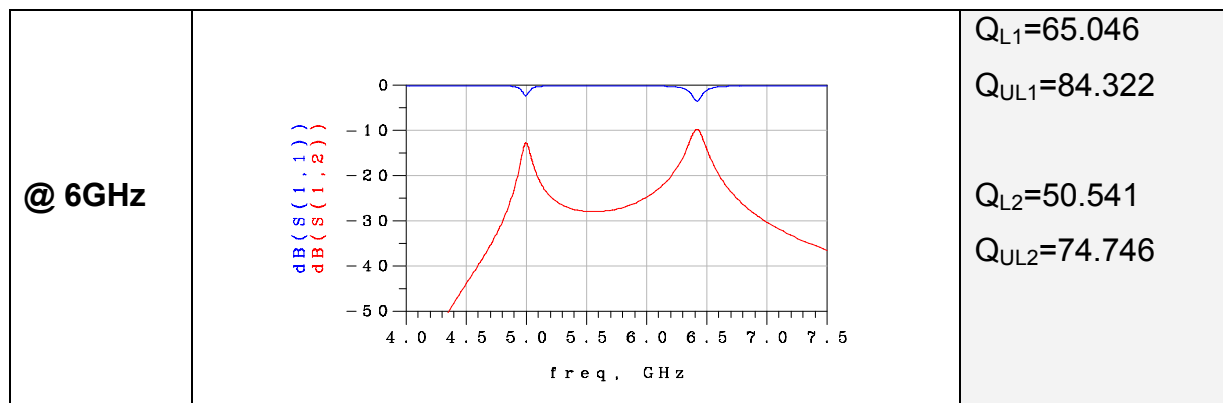


Figura 5.17: Resposta del NB-SRR @ 6GHz amb tecnologia Rogers3010.

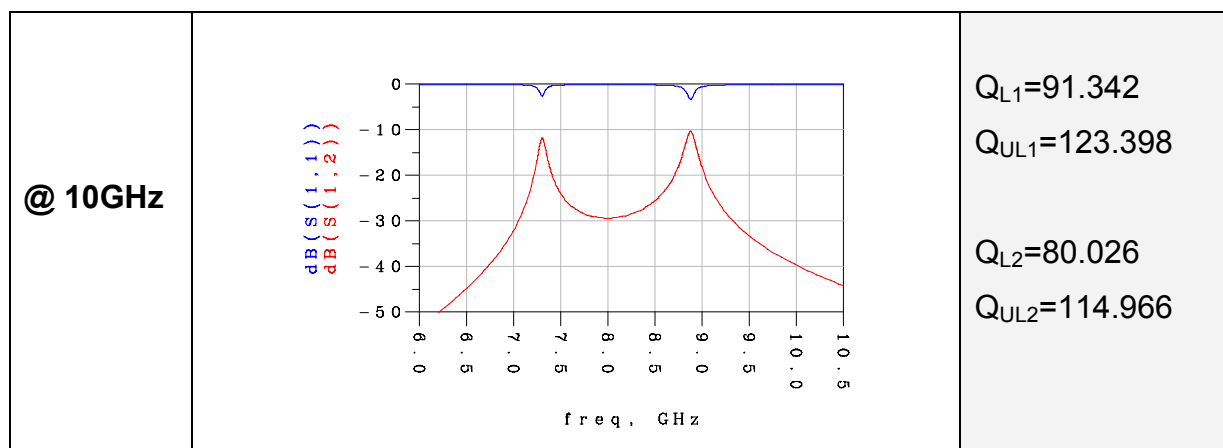


Figura 5.18: Resposta del NB-SRR @ 10GHz amb tecnologia Rogers3010.

5.1.4.- SR (Spiral Ressonator)



Al ser un anell en espiral, si es mantenen les mateixes dimensions del quadrat al que està inscrit, la freqüència de ressonància serà molt menor ja que la partícula té una longitud efectiva en termes de λ_{guiada} més gran. S'ha intentat ajustar a la freqüència corresponent però sense massa precisió degut a que no és la finalitat d'aquest estudi ser precís a una freqüència, sinó observar el comportament d'aquestes partícules a determinats rangs de freqüència concrets.

LTCC

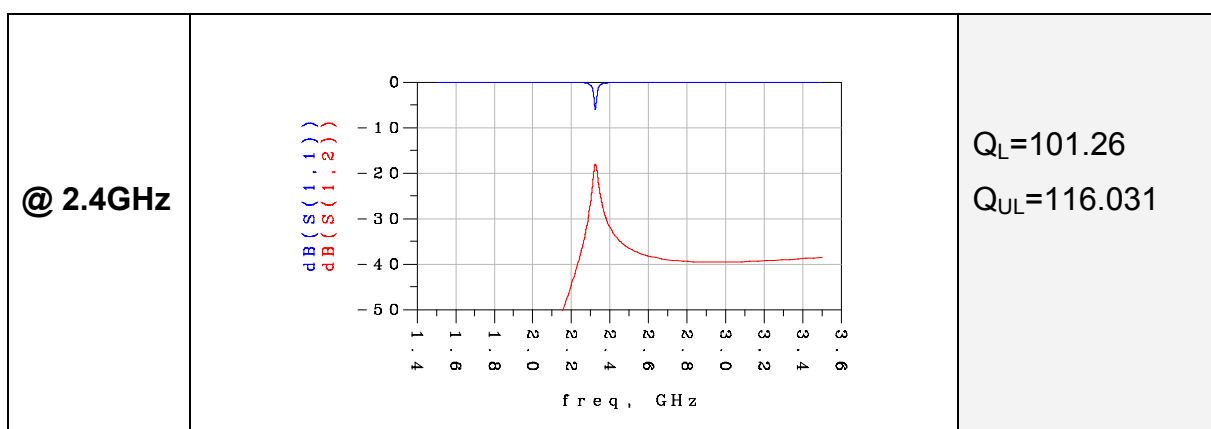


Figura 5.19 Resposta del SR @ 2.4GHz amb tecnologia LTCC

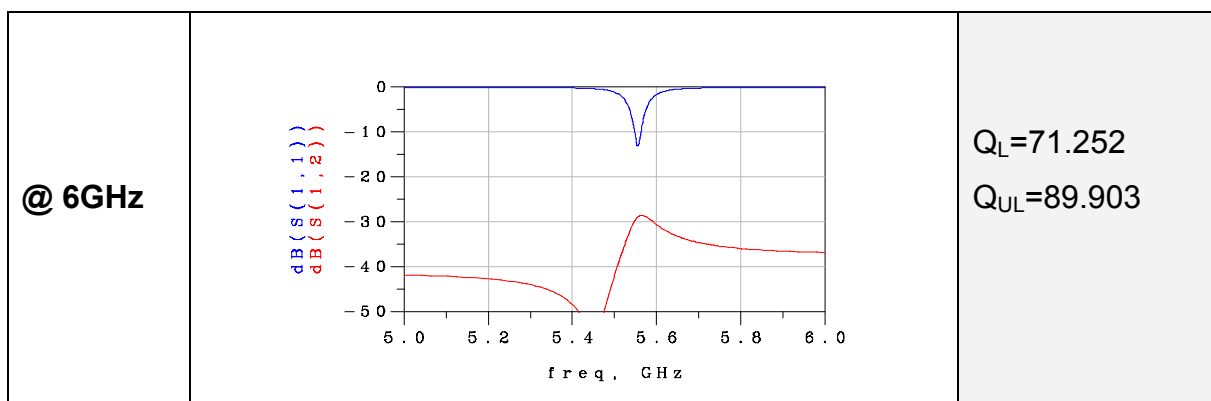


Figura 5.20: Resposta del SR @ 6GHz amb tecnologia LTCC.

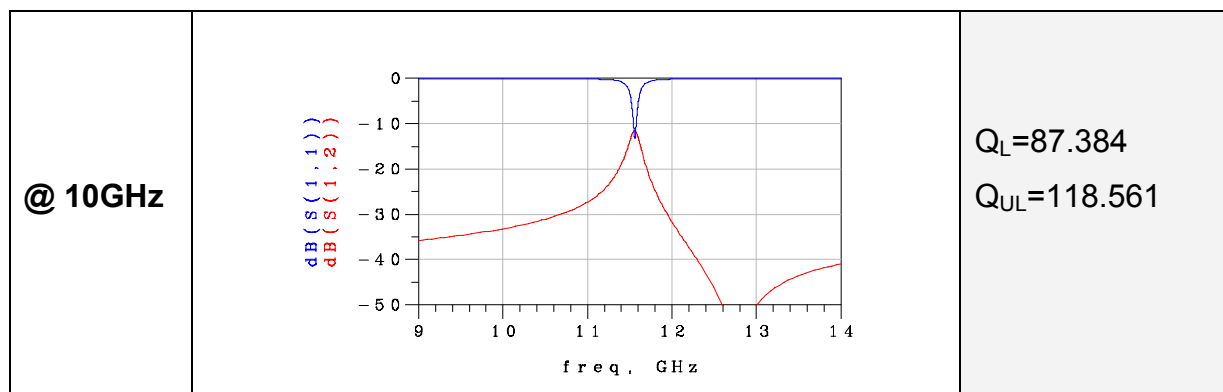


Figura 5.21: Resposta del SR @ 10GHz amb tecnologia LTCC.

Rogers3010

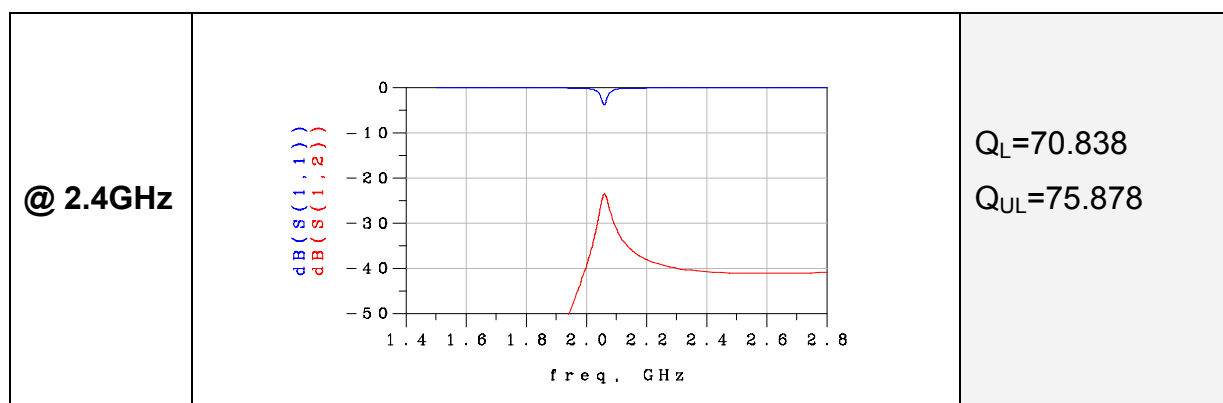


Figura 5.22: Resposta del SR @ 2.4GHz amb tecnologia Rogers3010.

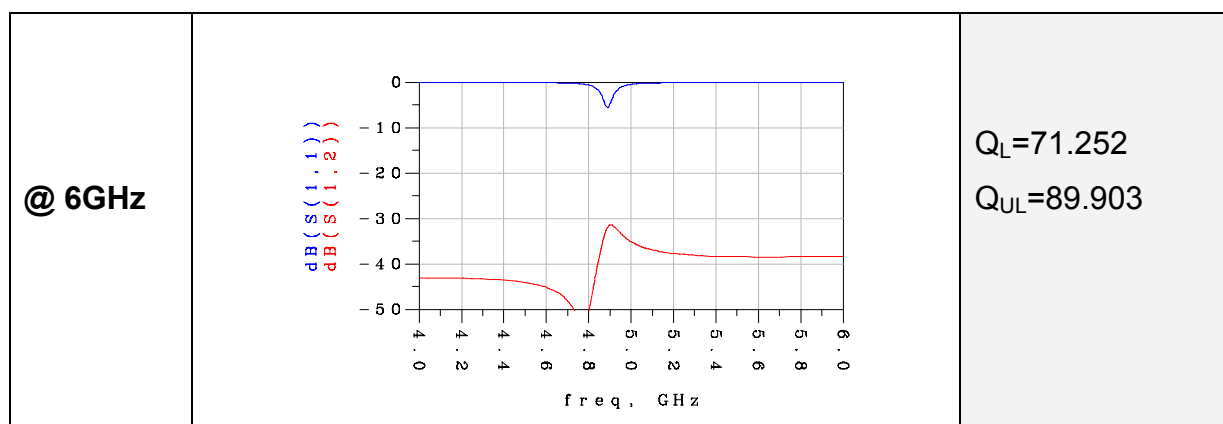


Figura 5.23: Resposta del SR @ 6GHz amb tecnologia Rogers3010.

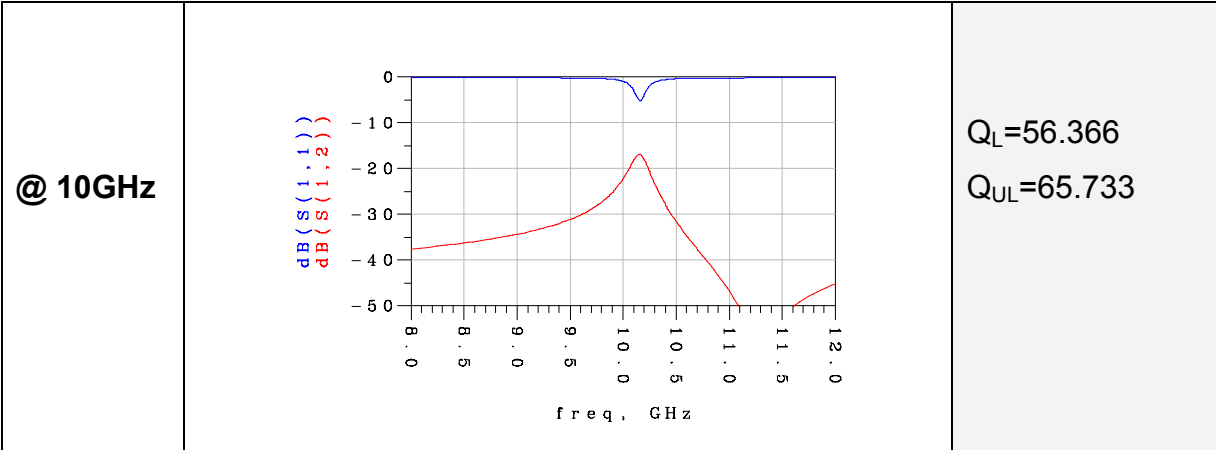


Figura 5.24: Resposta del SR @ 10GHz amb tecnologia Rogers3010.

5.2.- Taula de resultats i conclusions.

Com el que es vol mesurar és el comportament de l'estructura sola, s'ha d'observar el factor de qualitat descarregat, ja que aquest no té en compte els ports.

Un ressonador amb un factor de qualitat alt aporta a la síntesi de filtres característiques molt desitjables. Entre altres coses, un factor de qualitat alt implica més selectivitat i un rebuig fora de banda major.

És per això que s'ha escollit el NB-SRR per dissenyar un filtre a 10GHz, ja que és el que presenta un factor de qualitat més elevat, tan amb tecnologia LTCC, com amb tecnologia Rogers3010. Això permetrà comparar els dos filtres, un amb tecnologia LTCC i l'altre amb Rogers3010, d'una manera raonable i en igualtat de condicions.

La següent taula mostra els resultats obtinguts a mode de resum, que permet observar ràpidament com es comporten els dissenys a mesura que s'escala en freqüència. Pel cas del SRR i el NB-SRR només es mostra la primera ressonància, ja que és aquesta la que predomina sobre la primera.

	2.4GHz		6GHz		10GHz	
	LTCC	Rogers	LTCC	Rogers	LTCC	Rogers
ORR	135.387	80.015	147.542	86.297	156.645	98.713
SRR	139.121	89.021	148.01	83.232	156.012	91.39
NB-SRR	140.028	89.903	149.356	84.322	165.332	123.398
SR	116.031	75.878	77.627	47.432	118.561	65.733

Taula 5.3: Factors de Qualitat descarregats (Q_{UL}) amb tecnologia LTCC i Rogers.

S'observa que el NB-SRR és el ressonador que presenta un factor de qualitat descarregat més elevat. També es pot observar com la tecnologia LTCC

respon millor a l'escalat en freqüència degut a que té un valor més baix de constant dielèctrica ϵ_r , i un conductor amb un valor de resistivitat menor el que causa menys pèrdues en el conductor.

El ressonador que presenta un millor comportament electromagnètic a 10GHz és el NB-SRR amb tecnologia LTCC. I és amb aquest amb el que s'ha implementat un filtre passa banda (veure punt 8).

5.3.- Anàlisi de la partícula escollida: NB-SRR

Donada l'equació 4.2.11, podem determinar el factor d'acoblament entre els dos anells que conformen el NB-SRR a partir de les dos ressonàncies que s'observen en la gràfica.

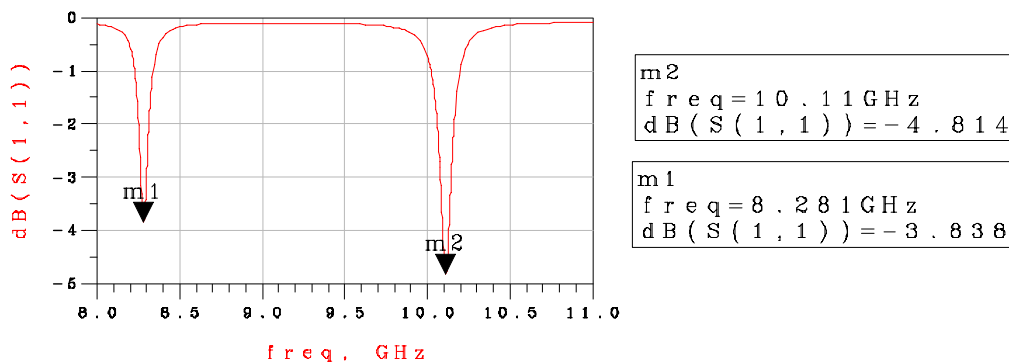


Figura 5.25: Paràmetre S_{11} del NB-SRR @10GHz.

Llavors l'acoblament serà:

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} = 0.1969$$

Que l'acoblament sigui d'un valor tan elevat significa que les dues ressonàncies es troben bastant separades en termes relatius a la freqüència de treball, o que l'acoblament és molt significatiu. Això implica que alhora d'implementar el filtre passa banda podem tenir complicacions, tan si s'intenta utilitzar només una ressonància, com si s'utilitzen les dues en el cas d'un filtre de banda ample.

Per poder determinar les ressonàncies en el filtre i explicar que és el que passa amb aquesta partícula, pot ser de gran ajuda analitzar els corrents dins la partícula ressonant a les freqüències de ressonància. Tan la direcció com la distribució dels màxims de corrent donen informació del comportament de la partícula ressonant i del que succeeix amb els camps que l'exciten. (Veure ref. [8])

En la primera ressonància, la partícula és elèctricament petita ($l < \lambda_g/2$)

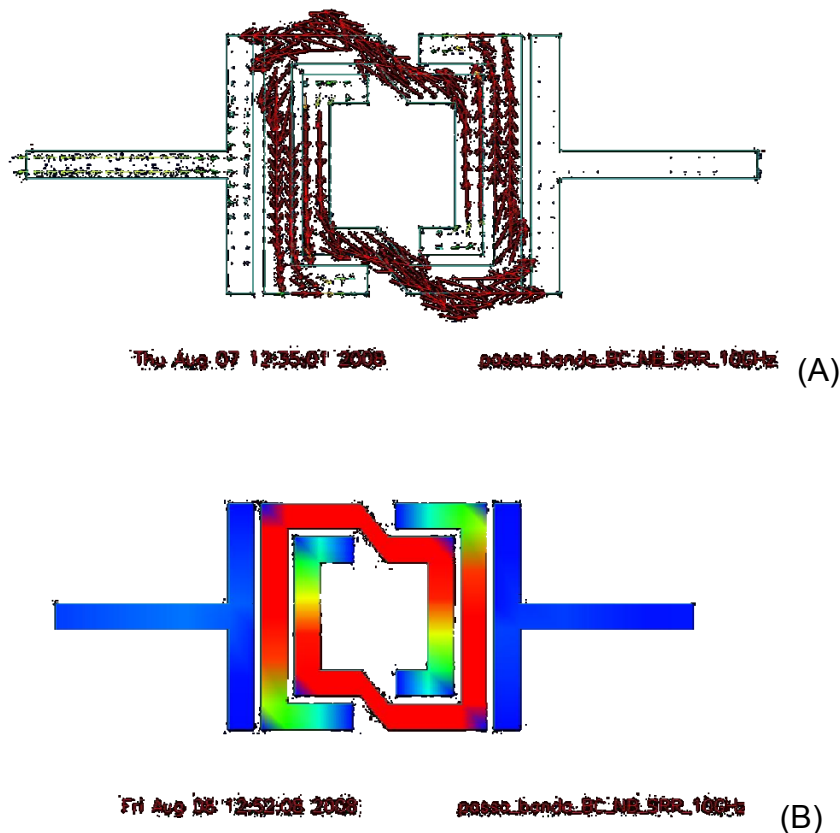


Figura 5.26: (A) Direcció i (B) distribució dels corrents en la primera ressonància
(Asimetric resonance A1) a 8.291GHz.

Com s'observa en la figura 5.26, en la primera ressonància els corrents dins la partícula (en els dos anells) segueixen una direcció circular en sentit antihorari. Això és degut a un moment magnètic, que crea un camp magnètic axial (direcció perpendicular al full), causat pel corrent en el port 1 (esquerra). A aquesta ressonància se l'anomena ressonància asimètrica A1 [8].

Si s'analitzen els camps i la direcció de propagació de la energia com un triplet de la mà dreta s'observa que els camps elèctrics longitudinals als ports es contraresten degut a que van en sentits oposats, el que significa que en la primera ressonància només podem excitar la partícula a través d'un camp magnètic axial.

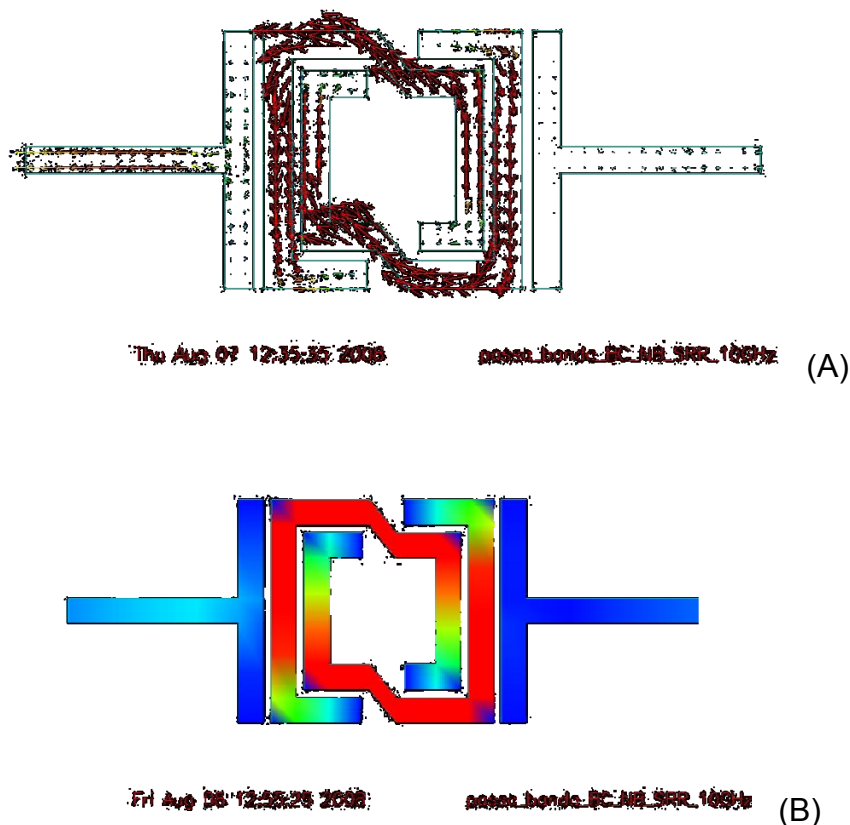


Figura 5.27: (A) Direcció i (B) distribució dels corrents en la segona ressonància (Simetric resonance S1) a 10.11GHz.

En canvi, en la segona ressonància (figura 5.27), es crea un corrent net cap a l'esquerra. Degut a que acumulem càrregues en el port 1, es va creant una diferència de potencial entre els ports acoblats a través del ressonador, que crea un moment elèctric en la direcció longitudinal de la partícula. A aquesta ressonància se l'anomena ressonància simètrica S1 [8].

Analitzant els camps a través del mètode de la mà dreta observem que les línies de camp magnètic associades a aquest camp elèctric en cada ressonador van en sentits oposats, anul·lant-se. El que implica que la segona ressonància només pot ser excitada a través d'un camp elèctric longitudinal.

5.4.- Partícula Non Bianisotròpic.

Per explicar el que es un medi, o partícula en aquest cas, Non Bianisotròpic cal definir el que és un medi isotròpic, anisotròpic, i bianisotròpic.

Un medi isotròpic és aquell en que la propagació de les ones es dona de la mateixa manera en totes direccions. Dit d'una altra manera, ϵ i μ , que són els paràmetres que determinen la propagació dins un medi, són constants en tot el medi i en qualsevol direcció.

Un medi anisotròpic és aquell en que no es dona la propagació d'igual manera en totes direccions. Dit d'una altra forma, és defineix com tots els casos en que el medi no és isotròpic. Per tan, es poden definir ϵ i μ com una funció dels eixos x, y i z : $\epsilon, \mu(x, y, z)$.

El terme bianisotròpic es refereix no a medis, sinó partícules que permeten la propagació de l'energia. En el cas de la tecnologia microstrip i a l'ús de ressonadors, la paraula bianisotròpic defineix una partícula ressonant que només pot ser excitada a través d'un camp elèctric o d'un camp magnètic que es donin en una determinada direcció. Si la partícula no bianisotròpica està formada per dos anells que generen un split en freqüència, una ressonància

estarà causada per un acoblament degut a un camp elèctric en una direcció concreta, i l'altre per un camp magnètic també en una direcció concreta.

Una partícula no bianisotròpica és aquella que només pot ser excitada a través d'un camp magnètic o d'un camp elèctric donats en una direcció concreta. És a dir, que una mateixa ressonància (excitació) no pot ser causada per els dos camps conjuntament.

En el cas del NB-SRR, com s'ha explicat en el punt 5.3 mitjançant l'anàlisi dels corrents dins la partícula, la primera ressonància només pot ser excitada a través d'un camp magnètic axial, i la segona a través d'un camp elèctric longitudinal. D'aquí el nom que pren aquest ressonador: Non Bianisotròpic Split Ring Ressonator (NB-SRR).

6.- Estudi dels acoblaments per a la síntesi de filtres passa banda.

Per tal d'observar i estudiar amb deteniment la possibilitat d'utilitzar aquesta tecnologia per a la implementació de filtres passa banda, s'ha utilitzat la partícula escollida per sintetitzar un filtre a mode d'anàlisi i comparació entre la tecnologia LTCC i la Rogers3010.

Per a realitzar això, es pretén sintetitzar i fabricar amb les dues tecnologies el mateix filtre amb el mateix gruix de substrat, però mantenint les especificacions i limitacions tecnològiques que cada tecnologia especifica.

En un primer moment, s'ha intentat sintetitzar un filtre passa banda del tipus Butterworth d'ordre 4. Però donats els acoblaments aconseguits entre ressonadors (veure punt 6.1) i donat l'ordre escollit ($n=4$), les prestacions realitzables no han estat satisfactòries. Si s'observa el punt 6.2 el màxim factor d'acoblament que es pot implementar donada una distància mínima de separació entre ressonadors és d'aproximadament 0.07. Aquest valor d'acoblament limita el valor màxim de les g_s en el procés de disseny, i per tant en limita l'ample de banda relatiu a el 8.5% a una freqüència de treball de 10GHz.

Com el que es vol és explorar les limitacions d'aquesta tecnologia, i aquest resultat no satisfà les expectatives, s'ha decidit anar per un altre camí, que permeti amples de banda relatius més grans, al mateix temps que un rebuig més elevat. Els EBG (Electromagnètic Band-Gap) són estructures periòdiques amb les que es poden aconseguir amples de banda més grans.

6.1.- Acoblaments entre NB-SRR.

Realitzant un simulació repetida variant el paràmetre d (separació entre ressonadors), es pot determinar una gràfica que mostri el factor d'acoblament en funció d'aquesta. En la síntesi de filtres, la resposta del filtre queda determinada per les g_s , que es corresponen a un factor d'acoblament determinat. Podem traduir aquestes g_s del disseny a distàncies a través de les gràfiques següents.

6.1.1.- Acoblament 1:

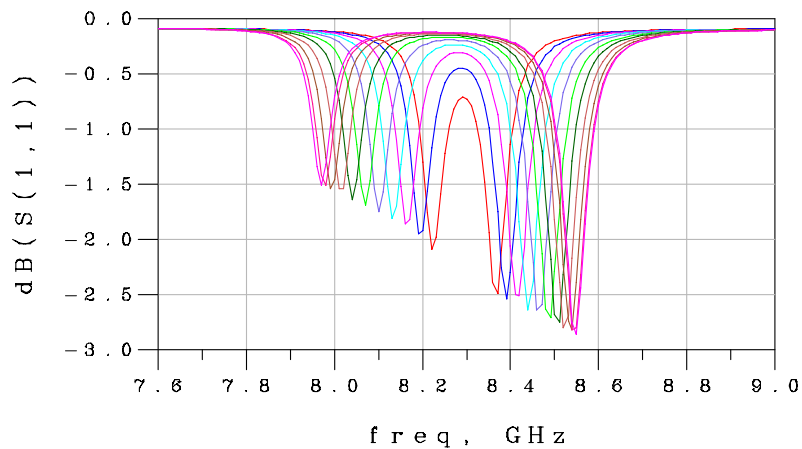
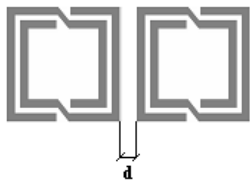


Figura 6.1: Paràmetre S_{11} en funció de la distància entre dos ressonadors de la primera ressonància en l'acoblament mixt 1.

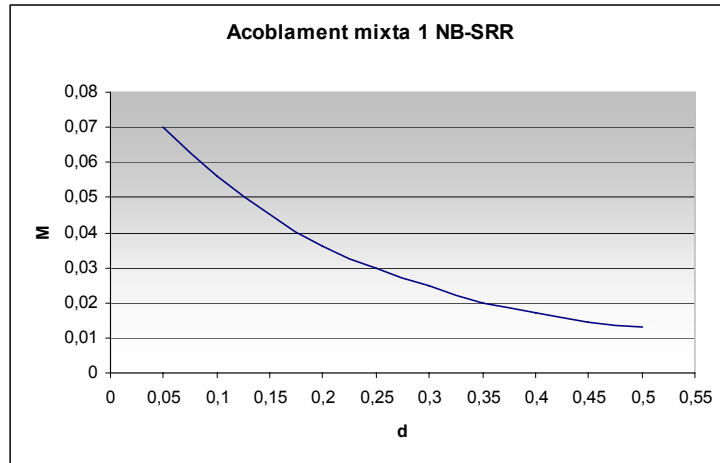


Figura 6.2: Acoblament M en funció de la distància d, del acoblament mixt 1 entre dos NB-SRR.

6.1.2.- Acoblament 2:

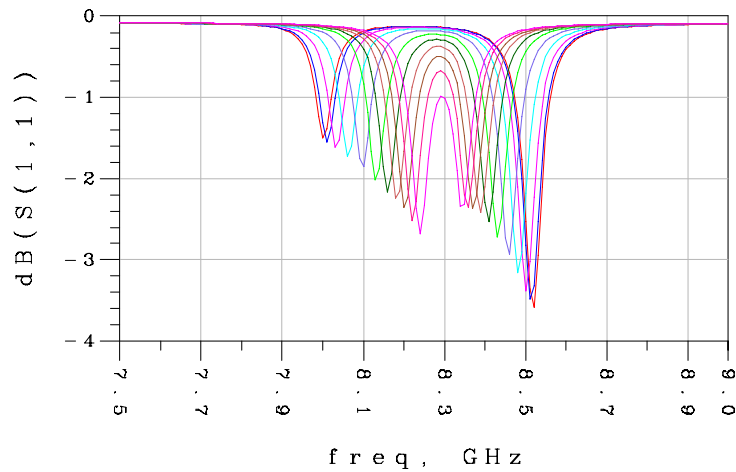
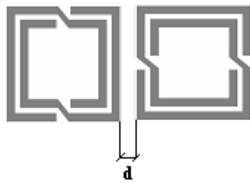


Figura 6.3: Paràmetre S_{11} en funció de la distància entre dos ressonadors de la primera ressonància en l'acoblament mixt 2.

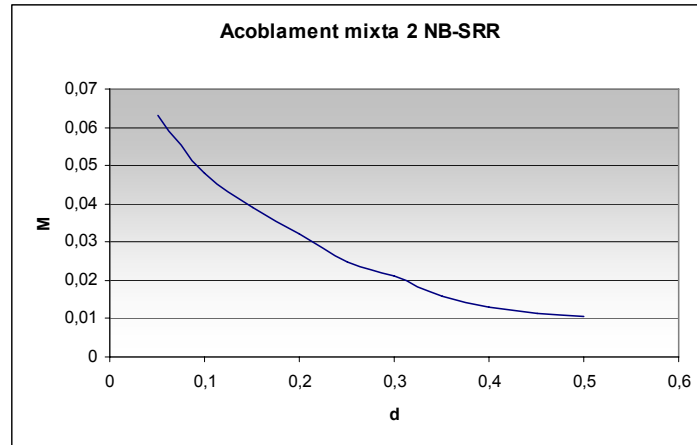


Figura 6.4: Acoblament M en funció de la distància d, del acoblament mixt 2 entre dos NB-SRR.

6.1.3.- Acoblament 3:

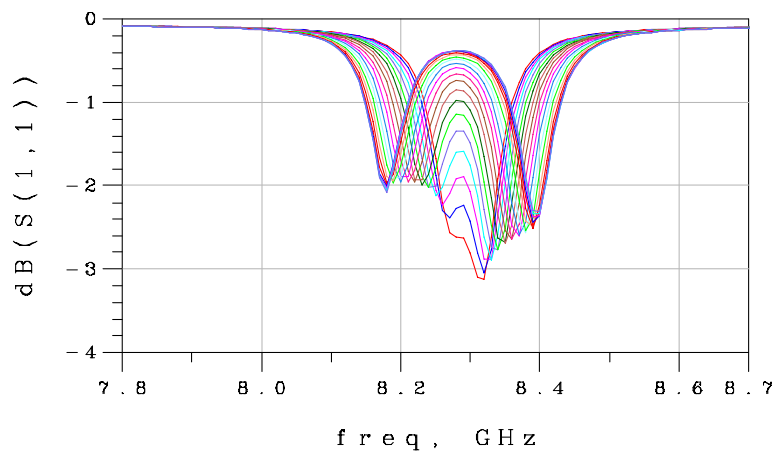
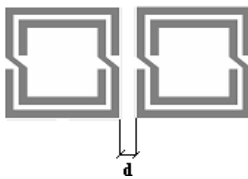


Figura 6.5: Paràmetre S_{11} en funció de la distància entre dos ressonadors de la primera ressonància en l'acoblament mixt 3.

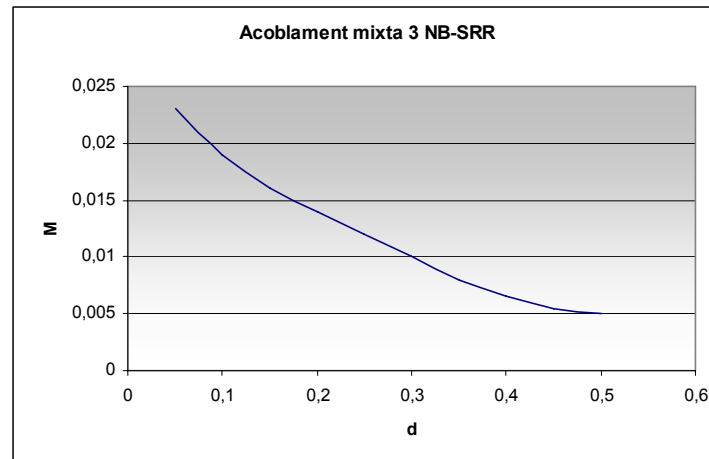


Figura 6.6: Acoblament M en funció de la distància d ,
del acoblament mixt 3 entre dos NB-SRR.

Vist des del punt de vista del anàlisi del punt 4.3, el que succeeix al augmentar la distància és que la capacitat (C_m) i/o la inductància (L_m) que modelen els acoblaments decreixen també amb la distància, causant que les freqüències de ressonància resultants no estiguin tan separades (veure equacions 4.3.3 i 4.3.6), i per tan, el factor d'acoblament sigui menor.

Si s'intenta donar-li un sentit físic, es pot dir que el factor d'acoblament decreix amb la distància degut a que els camps induïts, tan l'elèctric com el magnètic, que generen aquests acoblaments decreixen amb la distància a través d'un dielèctric segons les equacions de Maxwell [10].

Com ja s'ha comentat, el valor d'acoblament més elevat limita les característiques del filtre que es vulgui dissenyar amb ressonadors acoblats, ja sigui una aproximació amb funció del tipus Butterworth, Chebyshev, el·líptica o quasi-el·líptica (tot i que n'hi ha moltes més). Cada funció d'aquest tipus té com a paràmetres de disseny una taula de g_s en funció de l'ordre del filtre, les pèrdues d'inserció, el rebuig fora de banda, i/o el rissat. Aquestes g_s es corresponen a un valor d'acoblament a través d'un seguit de fórmules establertes [1][2], i per tan queden relacionades directament a la distància d'acoblament.

Cal mencionar que la resta de possibles configuracions d'acoblements no es mostren degut a que els valors obtinguts no han sigut satisfactoris per a la síntesi de filtres que es pretenia realitzar, ja que es troben per sota del valor 0.02, i no són utilitzables a aquesta freqüència de treball per a filtres de banda ample. En aquest punt només s'han exposat els resultants interessants per a la síntesi de filtres.

6.2.- Presentació de l'estructura periòdica dissenyada.

El factor d'acoblament entre ressonadors limita l'ample de banda del filtre que es pot sintetitzar. Si es vol implementar un filtre passa banda tipus Butterworth, i donat el factor d'acoblament més elevat trobat amb les simulacions i un ordre determinat (pel cas $n=4$), aquest només permet sintetitzar filtres amb un ample de banda relatiu del 8%. Aquest filtre de banda estreta no presenta una resposta satisfactòria en la banda de pas.

Per tan, s'ha decidit optar per implementar un filtre passa banda basat en la concatenació de ressonadors NB-SRR amb la mateixa separació entre ells, emulant una estructura periòdica. Les estructures periòdiques permeten implementar filtres passa banda amb amplitudes de banda relatius més grans i un alt rebuig en les freqüències pròximes a la banda de pas. Aquest tipus d'estructures periòdiques se'ls anomena EBG (Electromagnètic Band-Gap).

La separació escollida és la separació mínima entre pistes que especifiquen les regles de disseny d'una i altra tecnologia, per comparar-ne la resposta i com afecten les especificacions de cada tecnologia en el resultat. La figura 6.7 mostra les dos configuracions escollides per a sintetitzar un filtre passa banda de banda ample emulant una estructura periòdica. Notar que la segona és la concatenació de dos estructures com la primera.



(a)



(b)

Figura 6.7: Estructura periòdica basada en ressonadors NB-SRR (a) $n=4$, i (b) $n=8$.

Un dels aspectes més interessants d'aquesta estructura és l'elevat ample de banda relatiu que té, 21% @ 10GHz, el que es correspon a 2GHz de banda de pas. Però el més sorprenen que s'ha observat, i que s'explica en el punt 8, és que les dues ressonàncies conjuntament són les que conformen la banda de pas. A mesura que s'augmenta el nombre de ressonadors, de 1 a 4, les dues ressonàncies de cada NB-SRR es van combinant, apareixen un parell de noves ressonàncies amb cada ressonador afegit. El més significatiu és que les ressonàncies dels extrems, les d'un únic ressonador, romanen pràcticament en la mateixa freqüència. Això significa que les ressonàncies que van apareixent es concentren dins d'aquestes, conformant la banda de pas.

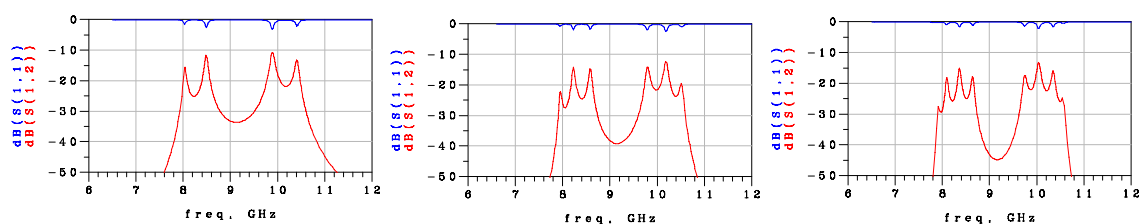


Figura 6.8: Splits generats per la combinació de 2, 3 i 4 NB-SRR (d'esquerra a dreta).

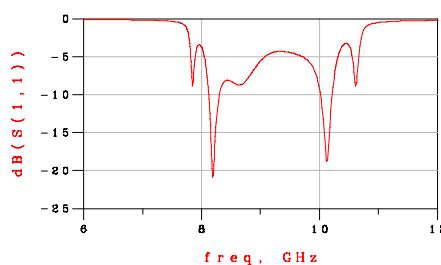
Si aquestes ressonadors es combinen amb una distància més petita, i amb ports per contacte que són més eficients alhora d'injectar l'energia en l'estructura, es pot aconseguir una banda de pas plana amb un ordre baix de ressonadors, tal i com es mostra en el punt 8.

7.- Adaptació de la impedància d'entrada Z_{IN} de l'estructura: Tapered Lines.

La estructura passa banda dissenyada de la figura 7.1a mostra el tipus de ports utilitzats. Si s'observa la resposta d'aquest filtre (figura 7.1b) es pot apreciar com el paràmetre S_{11} , corresponent a l'adaptació entre el port 1 i l'estructura no es satisfactori per a l'ús d'aquesta estructura com a filtre. Això és degut a que el port, que està adaptat a $Z_0=50\Omega$, no veu una impedància d'aquest valor. A partir de l'anàlisi de la impedància bloc de la nostra estructura mitjançant els paràmetres ABCD, podem modificar la línia del port per aconseguir major adaptació i evitar reflexions a l'entrada a través de línies anomenades línies tapered.



(a)



(b)

Figura 7.1: Estructura del filtre passa banda dissenyat sense ports amb línies tapered.

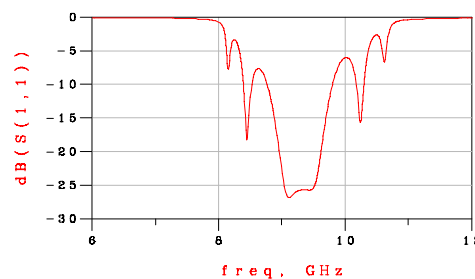
Donada la nostra estructura, podem determinar una impedància de bloc, caracteritzada pels paràmetres ABCD. Per tal de no patir reflexions en la banda de pas, es fa necessari adaptar aquesta impedància d'entrada a 50Ω , impedància a la que estan adaptats els ports d'accés.

Els tapers ofereixen la possibilitat d'adaptar una determinada impedància d'entrada a Z_0 , mitjançant un canvi d'impedància gradual a través de la variació esglaonada de l'amplada W d'una línia de transmissió [2].

Com es mostra en l'estructura de la figura 7.2, un canvi gradual de l'amplada de la línia del port d'accés genera una petita reflexió donada per l'equació (7.1). A partir de la teoria de petites reflexions, es pot millorar significativament el paràmetre S_{11} i evitar reflexions en la banda de pas.



(a)



(b)

Figura 7.2: Estructura del filtre passa banda dissenyat amb línies tapered als ports d'accés.

Com es pot observar en la figura 7.2b, la línia tapered d'accés a l'estructura permet millorar el paràmetre S_{11} sense modificar el paràmetre S_{12} , evitant que a la banda de pas del filtre dissenyat es produeixin reflexions.

El model de la figura 7.3 mostra un esquema del que es produeix en una secció petita de línia al variar l'amplada W de la pista de forma gradual. Cada petita reflexió en cada secció de la línia es descrita per l'equació 7.1.

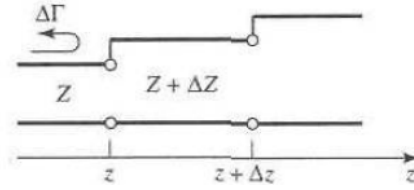


Figura 7.3: Model d'increments d'impedància d'una línia tapered.

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \cong \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (7.1)$$

Que en el límit $\Delta Z \rightarrow 0$, s'obté la següent equació diferencial.

$$\Delta\Gamma = \frac{dZ}{2Z} \frac{1}{2} \frac{d(\ln Z/Z_0)}{dz} dz \quad (7.2)$$

Utilitzant la teoria de petites reflexions, la reflexió total a l'entrada del línia tapered ($z=0$) es pot obtenir a partir de la suma de totes les contribucions de petites reflexions amb el desplaçament de la fase apropiat.

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right) dz \quad (7.3)$$

Per tan, si el que estem aconseguint amb la línia tapered és que $\Gamma \rightarrow 0$, en el fons el que ens està fent la línia tapered dissenyada (veure figura 7.2) és adaptar la impedància d'entrada vista des del port 1 a $Z_0 = 50\Omega$.

Podem observar amb major deteniment el que està succeint analitzant el que passa en la banda de pas del filtre dissenyat amb la impedància bloc de l'estructura, trobada a partir dels paràmetres ABCD, i que depèn de la freqüència.

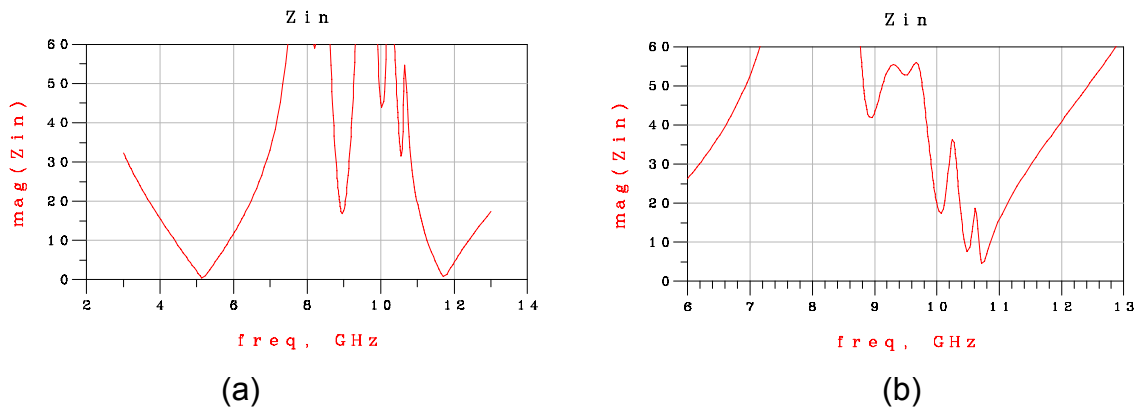


Figura 7.4: Impedància d'entrada Z_{in} (a) sense línia tapered, (b) amb línia tapered.

La figura 7.4 mostra la variació en freqüència de la impedància d'entrada Z_{IN} al utilitzar línia tapered (b) i al no utilitzar-la (a). Com es pot apreciar, utilitzant una línia d'accés convencional de amplada W constant adaptada a Z_0 , Z_{IN} presenta variacions brusques amb diferents passos per $Z_{IN}=50\Omega$, el que fa que només estigui adaptat a Z_0 a freqüències puntuals dins la banda de pas. En canvi, al utilitzar una línia tapered de les dimensions presentades en la figura 7.2a, Z_{IN} es manté al voltant de 50Ω en la majoria de freqüències de la banda de pas, entre 8.5 i 10GHz.

8.- Filtre passa banda dissenyat.

Per tal d'observar les diferències de construir en ambdós tecnologies (LTCC i Rogers3010), en aquest punt es mostren els dissenys realitzats i els resultats obtinguts. En els dos casos el disseny implementat és el mateix, i que ha sigut possible gràcies a que s'ha especificat el mateix gruix de dielèctric per les dues tecnologies.

Després d'intentar sintetitzar un filtre amb resposta Butterworth d'ordre 4, i observar que l'ample de banda relatiu implementable amb els factors d'acoblament mapejats són petits, s'ha optat per la síntesi d'un filtre amb estructura periòdica com els que es mostren en les figures 8.1 i 8.4. Les estructures periòdiques es poden caracteritzar per una cel·la base a partir de les impedàncies sèrie i paral·lel de la cel·la, però el difícil anàlisi del ressonador escollit NB-SRR en dificulta l'obtenció d'un model vàlid en les dues ressonàncies. Per això, ha quedat fora dels objectius d'aquest treball, tot i que seria interessant poder caracteritzar la partícula, i en conseqüència estructures d'aquest tipus, per tenir més control en el procés de disseny.

En primer lloc s'ha dissenyat una estructura d'ordre 4. Posteriorment, s'ha implementat una estructura d'ordre 8 a partir de la d'ordre 4. En la síntesi de filtres, al encadenar dos estructures iguals amb resposta passa banda s'aconsegueix una resposta en la mateixa banda de freqüències però amb característiques millors, com més selectivitat o una banda de pas més plana. Per tan, en el pas d'implementar un filtre d'ordre 8 s'espera una resposta més plana, amb un rebuig més elevat en les freqüències adjacents a la banda de pas, i per tan, una selectivitat més elevada.

8.1.- Filtre passa banda d'ordre $n=4$.



Figura 8.1: Estructura periòdica passa banda d'ordre 4.

Com es pot observar en el layout de l'estructura, aquesta emula una estructura periòdica tal i com s'exposa en el punt 6.2.

8.1.1.- Resposta del filtre passa banda $n=4$ amb tecnologia LTCC.

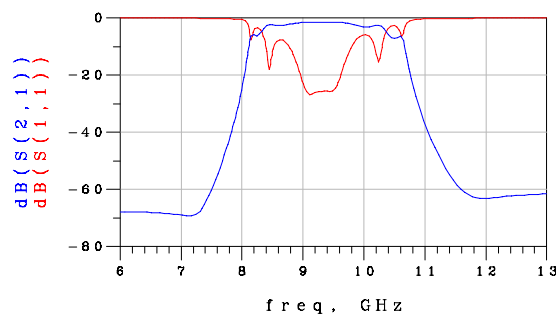


Figura 8.2: Resposta del filtre passa banda d'ordre $n=4$ amb LTCC.

8.1.2.- Resposta del filtre passa banda $n=4$ amb tecnologia Rogers3010.

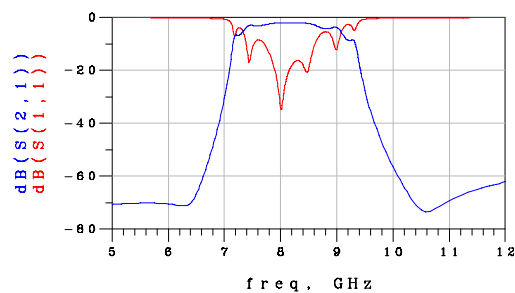



Figura 8.3: Resposta del filtre passa banda d'ordre $n=4$ amb Rogers3010 .

La figura 8.3 mostra la resposta de la estructura dissenyada suportada sobre el substrat Rogers3010. Com s'observa en la gràfica, el filtre s'ha desplaçat a freqüències més baixes. Això és degut a que la permitivitat relativa en el substrat Rogers és més alta, fent que en termes de λ_{guiada} l'estructura sigui més gran.

La taula 8.1 mostra les característiques d'interès dels filtres sintetitzats, i les diferències entre les dues tecnologies.



	Rogers3010	LTCC
	d=0.05mm	d=0.05mm
f_0	8.201GHz	9.345GHz
FBW	1.723GHz	2.025GHz
RFBW	21%	21.7%
L_t (dB)	-2.3dB	-1.5dB
Rebuig	-70dB @ 6.5 i 10.5GHz	-60dB @ 7.5 i 11.5GHz

Taula 8.1: Característiques dels filtres sintetitzats amb les dos tecnologies.

8.2.- Filtre passa banda d'ordre n=8.

Com s'ha explicat amb anterioritat, concatenar estructures amb resposta passa banda permet implementar filtres amb un ordre múltiple amb idèntic ample de banda, i millorar les característiques del filtre. En el present punt es mostra la síntesi d'un filtre d'ordre n=8 a partir del filtre sintetitzat d'ordre =4.



Figura 8.5: Estructura periòdica passa banda d'ordre 8.

8.2.1.- Resposta del filtre passa banda n=8 amb tecnologia LTCC.

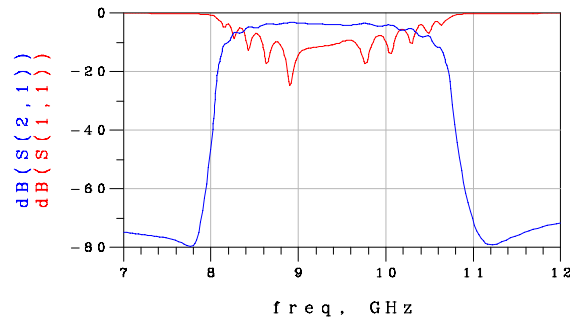


Figura 8.6: Resposta del filtre passa banda d'ordre n=8 amb LTCC.

Com es pot apreciar en la gràfica anterior, les característiques del filtre han millorat considerablement, tan sols encadenant dos filtres d'ordre 4. La banda de pas es manté igual d'ample, però amb un comportament més pla. La selectivitat del filtre si que millora notòriament, obtenint una caiguda molt més vertical.

8.2.2.- Resposta del filtre passa banda n=8 amb tecnologia Rogers3010.

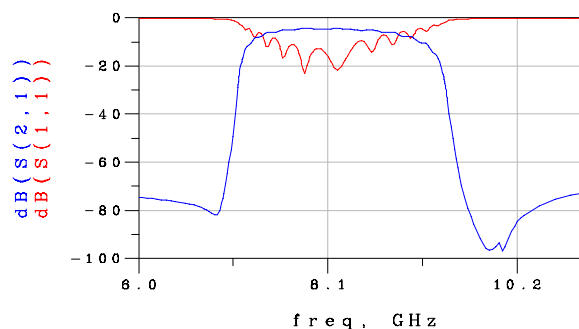


Figura 8.7: Resposta del filtre passa banda d'ordre n=8 amb Rogers3010.

Notar que en el cas de la tecnologia Rogers s'aconsegueix més rebuig en les freqüències adjacents a la banda de pas, però que després manté el mateix rebuig fora de banda que amb la tecnologia LTCC. Tan mateix, amb tecnologia LTCC s'aconsegueix un pendent lleugerament més elevat, fent que el filtre sigui més selectiu.

8.3.- Banda espúria del filtre.

Com s'aprecia en la figura 8.8, l'estructura dissenyada presenta una banda espúria al doble de f_0 , la freqüència de treball a la que s'ha dissenyat el filtre. El caràcter periòdic del filtre es causat per la resposta multibanda (quasi-periòdica) de les partícules ressonants que el formen. Tot i que no es pot dir que sigui una resposta en freqüència periòdica, els espuris de les partícules acaben formant versions degradades del filtre a múltiples de f_0 .

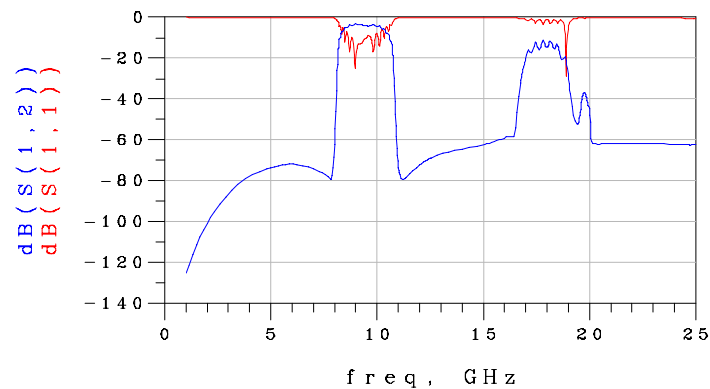


Figura 8.8: Banda espúria @ 18GHz de la resposta del filtre passa banda d'ordre n=8.

Hi ha mecanismes per eliminar bandes espúries a múltiples de la freqüència de treball. Aquests mètodes són fàcilment implementables i no alteren la resposta en la banda d'interès. Però aquesta no és la finalitat d'aquest treball, i per tan, aquests aspectes no es tracten aquí.

8.4.- Anàlisi dels corrents en l'estructura del filtre $n=4$.

En aquest punt s'analitzen els corrents dins l'estructura en les dos freqüències d'interès: la primera i segona ressonància del ressonador NB-SRR dissenyat per a la implementació d'aquest filtre. El fet d'observar el mateix comportament en l'estructura que en el ressonador sol, dona lloc a pensar en l'ús de dues bandes, que s'acaben ajuntant, per a la síntesi de filtres de banda ampla.



Figura 8.9: (a) Distribució dels màxims de corrent, i (b) direcció dels corrents dins l'estructura dissenyada a la freqüència de la primera ressonància (8.3GHz) de la partícula elemental.

La figura 8.10 descriu el mateix comportament que el explicat per a una sola partícula NB-SRR en la segona ressonància. Donat que els corrents es mouen en la mateixa direcció tangencial al radi en els dos anells de cada ressonador (horari i antihorari segons la partícula que s'observi dins l'estructura), només un camp magnètic axial pot excitar la partícula a la primera ressonància d'aquesta manera. El camp magnètic generat és propaga través de l'estructura en cada ressonador, però en sentits oposats entre ressonadors contigus.

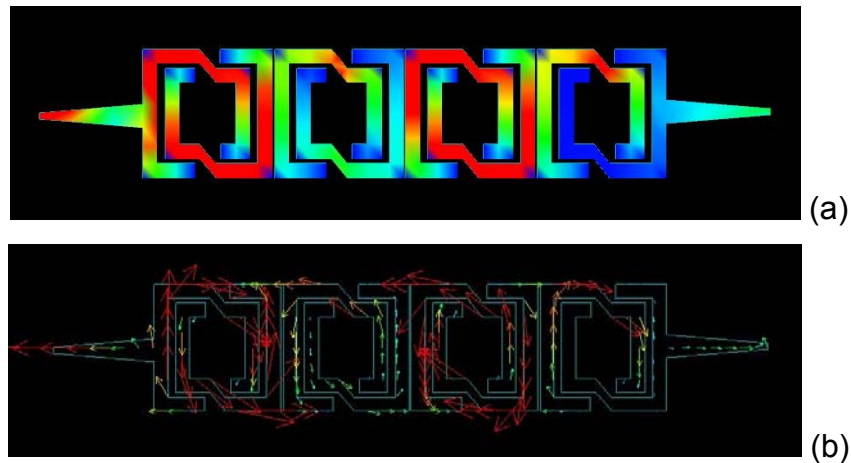


Figura 8.10: (a) Distribució dels màxims de corrent, i (b) direcció dels corrents dins l'estructura dissenyada a la freqüència de la segona ressonància (10.1GHz) de la partícula elemental.

A la freqüència de la segona ressonància del ressonador NB-SRR dissenyat, s'observa que en l'estructura dissenyada es produeix un camp elèctric longitudinal en la partícula en la direcció de propagació 'x', degut a l'acumulació de carregues oposades en els ports. Això produeix un corrent net en direcció 'x' en la partícula.

Per tant podem concloure que les dues ressonàncies estan presents en la banda de pas del filtre. Aquesta observació fa pensar en el potencial d'aquestes estructures en la síntesi de filtres de banda ample, i en la necessitat d'establir un model circuital prou bo i acurat que permeti el control de la síntesi d'aquest tipus de filtres a través del disseny d'un sol ressonador NB-SRR, les freqüències de ressonància del qual delimiten l'ample de banda del filtre resultant.

8.5.- Característiques del filtre equivalent.

Amb ADS podem establir fàcilment les característiques d'un filtre equivalent amb resposta coneguda i de ordre superior, amb l'eina *Filter DesignGuide*. Els aspectes que determinen l'ordre del filtre són l'ample de banda i la selectivitat del filtre, donat un tipus de resposta escollida.

Per mostrar els avantatges del filtre dissenyat amb tecnologia LTCC i ordre $n=4$, a continuació es mostra el filtre equivalent amb resposta maximalment plana (Butterworth), que ha resultat ser d'ordre $n=13$ degut a que l'ample de banda i la selectivitat són molt elevats.

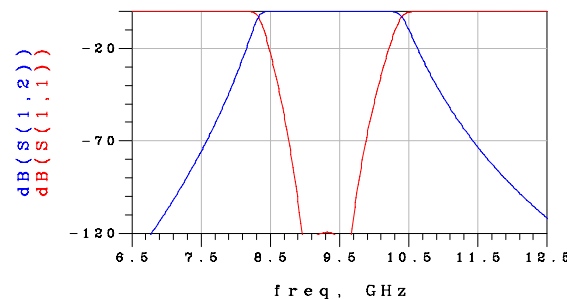


Figura 8.11: Resposta del filtre equivalent d'ordre $n=13$ amb resposta maximalment plana.

Cal destacar que la resposta obtinguda és ideal, sense pèrdues d'inserció i amb adaptació total en tota la banda de pas. Això és degut a que *Filter DesignGuide* és una eina de disseny de filtres amb elements discrets (Ls i Cs), que no contempla pèrdues ni altres factors que degraden la resposta del filtre.

Observar que la diferència en l'ordre és molt significativa. Per aconseguir un filtre d'aquestes característiques amb ressonadors acoblats es necessita un ordre 13, es a dir, 13 ressonadors acoblats amb diferents distàncies segons la taula de g_s . Si pensem en el dimensionat d'aquests 13 ressonadors, és evident que les dimensions del filtre augmenten considerablement. A més, cal destacar que amb un ordre 8 la selectivitat del filtre augmenta considerablement, mantenint l'ample de banda intacte. Això significa que una resposta Butterworth

és més ineficaç que l'estructura dissenyada, ja que amb menys ressonadors obtenim una resposta de característiques similars.

8.6.- Dimensions de l'estructura dissenyada.

En la següent figura es poden observar les dimensions de l'estructura dissenyada. Amb les dues tecnologies s'ha implementat el mateix disseny, i amb el mateix gruix de substrat ($250\mu\text{m} = 5\text{mils}$).

Els dissenys realitzats s'han dut a fabricar, i estan pendent de ser construïts. Per una qüestió externa a l'entorn de la universitat, no s'han pogut realitzar mesures e incloure-les en el present treball, ja que no s'ha disposat dels prototips en el *timing* establert del projecte.

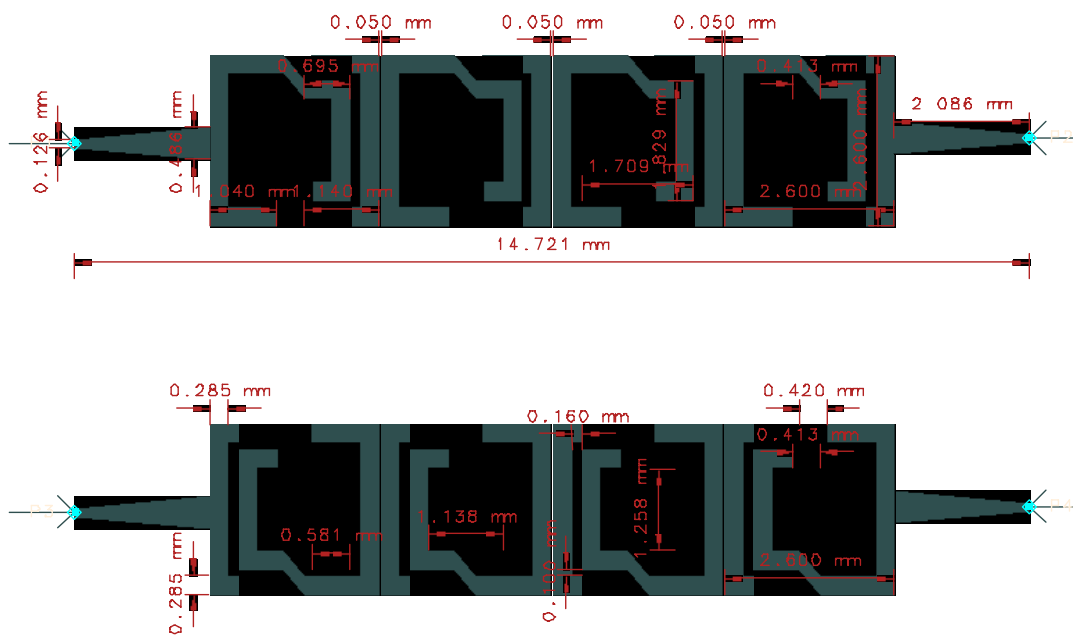


Figura 8.12: Dimensions de l'estructura dissenyada per a $n=4$.

Destacar que les dimensions per a $n=8$ es poden extrapolar a partir de la figura anterior, ja que la separació entre ressonadors és constant, igual que les dimensions del ressonador.

9.- Conclusions i línies futures.

La necessitat de reduir els sistemes de radio freqüència i microones, ha portat sempre a una voluntat de reduir les dimensions dels circuits i subsistemes. En aquest aspecte, els ressonadors sub- λ tenen un potencial molt gran. Tan mateix, les limitacions tecnològiques refrenen els dissenys, i sovint no permeten un fàcil escalat en freqüència. Cal destacar que les dimensions dels dissenys disminueixen al augmentar la freqüència de treball dels sistemes, i que per tan, en el futur els sistemes tendiran a treballar a més altes freqüències.

- En el cas del ORR la reducció de la longitud del ressonador és $\frac{\lambda}{\pi}$.
- Per al cas del NB-SRR obtenim una reducció de les dimensions encara major, ja que la primera ressonància de l'split és encara menor: $\frac{\lambda}{\pi} \frac{8}{9}$

El factor lineal de reducció ve de les freqüències de ressonància d'un ORR i un NB-SRR: $\frac{8GHz}{9GHz}$.

Tecnologia LTCC v.s. Rogers3010.

Els aspectes més interessants observats en l'estudi realitzat sobre la tecnologia LTCC són els següents.

- Donat un mateix gruix de substrat en ambdues tecnologies, i mantenint les especificacions de cadascuna, amb la tecnologia LTCC les partícules estudiades presenten un factor de qualitat més elevat. Es pot pensar a priori que una tangent de pèrdues elevada, com és el cas del dielèctric especificat per la LTCC, pot perjudicar al factor de qualitat, però el fet és que al utilitzar un conductor com l'or o la plata, conductors amb baixes

pèrdues, i un gruix reduït tan de dielèctric com de conductor, s'aconsegueixen pics de les ressonàncies més significatius, i per tan, factors de qualitat més elevats.

- Alhora, escalar en freqüència augmenta el factor de qualitat per al gruix de dielèctric escollit en ambdues tecnologies, però en amb la tecnologia LTCC aquest augment és més significatiu, el que significa que aquesta tecnologia presenta un millor comportament en front l'escalat en freqüència.
- Reduir el gruix del substrat i del conductor millora considerablement el factor de qualitat del ressonador. En aquest sentit, la tecnologia LTCC té molt més potencial gràcies a les regles de disseny, i a que és una tecnologia en constant desenvolupament i millora, i que encara no ha tocat el seu sostre tecnològic.
- Tenir més resolució en les especificacions de la tecnologia (amplada i gruix de les línies, i distància mínima entre línies microstrip) permet factors d'acoblament i factors de qualitat més elevats, i per tan es poden aconseguir característiques en el disseny de filtres millors, com més ample de banda i selectivitat, o menys rissat, donat un ordre de filtre determinat.
- Quan més escalem en freqüència millor factor de qualitat obtenim. Tan mateix, les distàncies entre ressonadors han de ser més petites per mantenir el factor d'acoblament. El que fa que al escalar en freqüència es necessitin tecnologies capaces de reduir més les especificacions i poder disposar de més resolució (espai entre pistes) en el dimensionat. En aquest aspecte, també la tecnologia LTCC té millors prestacions que la tecnologia Rogers3010.

Per tant, es pot dir que la tecnologia LTCC permet, gràcies a les seves especificacions i als materials de que està formada, un major escalat en freqüència, factors d'acoblament més elevats, i factors de qualitat més bons. Així mateix, aquesta tecnologia consta d'una gran varietat de substrats amb diferents ϵ_r i $\tan\delta$, el que possibilita més llibertat en el disseny en funció de les característiques desitjades, i que encara proporciona més llibertat en el disseny.

Partícula NB-SRR

Aquesta partícula presenta característiques difícils d'analitzar, i certes dificultats alhora de plantejar models circuitals que descriguin el seu comportament en les dues ressonàncies conjuntament. Tanmateix, establir un model a través d'un tanc LC per a cada ressonància ajuda a entendre el comportament del ressonador.

Llavors, extrapolant que cada ressonància introdueix un ordre més, un sol ressonador té un equivalent circuital d'ordre 2. Això significa que cada ressonador introduït en el disseny augmentarà en dos l'ordre del filtre en el seu equivalent circuital. Tanmateix, en aquest treball s'ha associat en tot moment el número de ressonadors amb l'ordre del filtre.

La bibliografia existent sobre el ressonadors formats per dos anells ha permès entendre part de dites partícules, i fer-ne ús per a la síntesi de filtres. Però vist el potencial en la síntesi de filtres de banda ample es fa palesa la necessitat d'aprofundir en l'anàlisi d'aquestes partícules ressonants i obtenir-ne un model elèctric vàlid. Això crea la necessitat de seguir investigant en aquesta direcció si es vol fer ús i explotar al màxim aquest tipus de partícules ressonants.

Síntesi de filtres: Estructura dissenyada.

El fet d'implementar una estructura periòdica, ha permès implementar un filtre amb nombre reduït de ressonadors (4 ressonadors) amb un considerable ample de banda (RFBW=21%), i una alta selectivitat.

Un dels punts més curiosos de l'estructura dissenyada és que en la resposta del filtre estan presents les dues ressonàncies de la partícula. Això ha permès la síntesi d'un filtre amb un ample de banda molt elevat, amb un número de ressonadors reduït, i donat l'acoblament més gran corresponent a la distància mínima que es pot implementar (50um). Aquest tipus d'estructures (*Multi Ressonance EBG*), permeten la síntesi de filtres amb estructures periòdiques EBGs utilitzant les dues primeres ressonàncies.

Com s'ha dit anteriorment, la falta d'un model que descrigui aquestes estructures en dificulta el seu ús per a la síntesi de filtres en el que es contemplin les dues ressonàncies en el procés de disseny. El terme *Multy-Ressonance* prové de sintetitzar dos bandes amb una partícula o configuració que presenti més d'una ressonància en el primer mode propagat. És en aquest punt on s'ha observat un alt potencial d'aquestes partícules per a dissenyar filtres de banda ample amb un nombre de ressonadors (~ ordre del filtre) molt baix.

Degut a que les ressonàncies del ressonador escollit delimiten la banda de pas, es pot pensar en la variació de característiques del ressonador que permetin ajustar aquestes freqüències de ressonància a valors desitjables. Si al mateix temps es troba un model per a la partícula ressonant que permeti el control de les freqüències de ressonància, això pot derivar en equacions de paràmetres controlables en el disseny que permetin variar l'ample de banda del filtre a sintetitzar, cosa que té un potencial molt gran.

REFERÈNCIES.

- [1] M. J. Lancaster, Jia-Sheng Hong, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applicasrions*, Ed. John Wiley & Sons, In.
- [2] David M. Pozar, *Microwave Enginyeering*, Ed. John Wiley & Sons, Inc. (Chapter 2, page 56)
- [3] *Taula comparativa de substrats ceràmics d'interès:*
<http://www.oasismaterials.com/LTCC%20PROPERTY.pdf>
- [4] *Substrats ceràmics:*
DuPont951
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/951.pdf

DuPont943
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/943.pdf
http://www2.dupont.com/DuPont_Home/en_US/index.html
- [5] *Substrats Rogers:*
Rogers3010
<http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/3000data.pdf>
- [6] *Conductor especificats per la tecnologia LTCC:*
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/6142D.pdf
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/6145.pdf
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/6141.pdf
http://www2.dupont.com/MCM/en_US/PDF/datasheets/6148.pdf
- [7] *Tecnologia LTCC:*
<http://www.ltcc.de/en/whatis.php>
<http://www.plextek.co.uk/papers/nordic.pdf>

- [8] Joan García i Ferran Martín, *On the resonances and polarizabilities of split ring resonators*, Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra, Barcelona, Spain.

- [9] F. Falcone¹, F. Martín², J. Bonache², T. Lopetegui¹, M.A.G. Laso¹ and M. Sorolla¹, *Implementación de filtros paso bajo EBG de doble periodicidad en guía coplanar*.
http://w3.iec.csic.es/ursi/articulos_coruna_2003/actas_pdf/SESSION%201/S1.%20Aula%202.2/1153%20-%20IMPLEMENTACION.pdf

- [10] TIPPLER.